

THESES
présentées

A LA FACULTE DES SCIENCES
DE L'UNIVERSITE DE PARIS

POUR OBTENIR LE TITRE DE
DOCTEUR DE L'UNIVERSITE DE PARIS

par Terril Fancott

1^{re} Thèse : "Etude Mathématique relative à l'Emploi des Ferrites comme éléments logiques".

PROPOSITIONS DONNEES PAR LA FACULTE

2^{me} Thèse : "Réalisation de Fonctions Logiques à partir de Couches Minces Magnétiques"

Soutenue le 2 Avril 1968 devant la Commission d'Examen.

Président : M. BLAQUIERE

Examineurs : MM. BENOIT
DEBRAINE

Membre invité : M. GAGNIERE



Digitized by the Internet Archive
in 2026



https://archive.org/details/IA41549932_0012

Je prie M. le Professeur BLAQUIERE, qui a accepté ma candidature pour les études de Doctorat d'Université, de trouver ici l'expression de ma profonde gratitude.

Je remercie chaleureusement M. DEBRAINE, dont les conseils m'ont grandement aidé dans l'élaboration de mon travail.

Je remercie M. GAUSSENS - Directeur-Adjoint à la Direction des Etudes et Recherches de l'ELECTRICITE DE FRANCE - et M. GAGNIERE - Chef de Division, qui ont facilité le déroulement de mon stage dans le cadre de la Division A.P.E.R.

Je tiens à témoigner ma profonde reconnaissance à M. PERRIN, pour ses conseils éclairés.

Je remercie enfin tous ceux qui ont collaboré avec moi tout au long de mon stage.

TABLE DES MATIERES

I - INTRODUCTION

1-1 - PROPRIETES DE BASE DE FERRITES

Aimantation Rotationnelle

Aimantation par déplacement des parois des domaines

2 - CIRCUIT ANALOGUE

2-1 - MODELES DE COMMUTATION DE FLUX

2-2 - APPROXIMATION PRATIQUE DU PROCESSUS REEL DE COMMUTATION

2-3 - DETERMINATION DU CIRCUIT ANALOGUE

2-3-1 - Bases du Raisonnement

2-3-2 - Circuit Analogue d'un tore sans charge

2-3-3 - Tore chargé par une Résistance

2-3-4 - Tore chargé par un deuxième tore

2-3-5 - Résistance de Couplage non négligeable

2-3-6 - Cas où un des tores est déjà saturé.

2-4 - TORES COUPLES EN SERIE

2-5 - NOYAUX A PLUSIEURS TROUS (Transfluxors)

2-5-1 - Bases de Raisonnement

2-5-2 - Modèles des Parcours

2-5-3 - Interaction des Parcours

2-5-4 - Sommaire - Etablissement d'un Modèle

2-5-5 - Transfluxor de forme complexe

2-5-6 - Transfert d'Information dans un circuit à Transfluxors.

2-6 - EXEMPLE DE CALCUL EN UTILISANT SIEMENS TRANSFLUXOR

2-7 - TRANSMISSION DANS LE SENS INVERSE

2-8 - COURANT DE POSITIONNEMENT

2-8-1 - Fonction

2-8-2 - Tore non chargé

2-8-3 - Tore chargé.

2-9 - PROGRAMME

- 2-9-1 - Equations de Transmission
- 2-9-2 - Programme FORTRAN
- 2-9-3 - Graphique des résultats
- 2-9-4 - Maquette pour vérification des résultats
- 2-9-5 - Résultats expérimentaux

2-10- MODELE CIRCULAIRE

2-11- MODELE CIRCULAIRE - PROGRAMME

- 2-11-1 - Equations de Transmission
- 2-11-2 - Résultats

2-12- COMMUTATION PARTIELLE

2-13- CONCLUSIONS

2-14- FLUX ELASTIQUE

- 2-14-1 - Modèle
- 2-14-2 - Bruit en fonction du courant de positionnement
- 2-14-3 - Bruit et courant parasite

2-15- EFFET DE LA TEMPERATURE

- 2-15-1 - Maquette pour la variation de la température
- 2-15-2 - Résultats calculés et expérimentaux

3 - MODELE LOGIQUE

3-1 - INTRODUCTION

3-2 - ANALYSE LOGIQUE

- 3-2-1 - Exemple 1 : Transfluxor à trois trous
- 3-2-2 - Exemple 2 : Transfluxor à quatre trous - Deux entrées
- 3-2-3 - Exemple 3 : Transfluxor à deux trous
- 3-2-4 - Exemple 4 : Transfluxor complexe - 8 trous

3-3 - ANALYSE GENERALISEE

- 3-3-1 - Analyse du Transfluxor à trois trous
- 3-3-2 - Choix du codage

3-4 - CONCLUSION

ANNEXE 1

ANNEXE 2

LISTE DES SYMBOLES - PREMIERE PARTIE

B	:	Inductance - webers/mètre	
B _r	:	Inductance rémanente	
B _s	:	Inductance de saturation	
H	:	Champ - Ampère tours/mètre	
H _o	:	Champ coercitif	
H _c	:	Champ coercitif critique	
F	:	Force magnétomotrice résultante - Ampère tours	
F _{m.m}	:	" " appliquée	
F _o	:	" " coercitive	
F _{OR}	:	" " " du tore récepteur	
F _{OT}	:	" " " du tore transmetteur	
F _{o2}	:	" " du parcours 2	
F _{o3}	:	" " du parcours 3	
F _{OT2}	:	" " " 2 du tore transmetteur	
F _{OR2}	:	" " " 2 du tore récepteur	
F _M	:	" " de maintien	
R'	:	Résistance de commutation	ohms'
R' _R	:	" " " " tore récepteur	
R' _{T1}	:	" " " " tore transmetteur	
R' _{T2}	:	" " " " " " parcours 2	
R _p	:	" " " " " " parcours de positionnement	
R _c	:	Résistance de couplage	ohms
R _{c1}	:	" " " " maille 1	
A	:	Section du tore	m ²
l	:	Longueur du parcours de flux	
l ₂	:	" " " " 2	
S _w	:	Constante de commutation	$\frac{\text{ampère tours}}{\text{mètre}}$ s c
τ _p	:	Temps de commutation	

I_c : Courant de couplage
 I_A : Courant de réencclenchement

n_T : Nombre de spires de circuit de couplage sur le tore transmetteur
 n_R " " " " " " " " sur le tore récepteur

ϕ : Niveau de flux

ϕ_m : niveau de flux maximum (rémanent dans le cycle d'hystérésis idéal)

ϕ_R : niveau de flux tore récepteur

ϕ_r : niveau de flux tore transmetteur

$$x = \frac{\phi_T}{\phi_m}$$

$$y = \frac{\phi_R}{\phi_m}$$

r : constante de matériau (modèle circulaire)

INTRODUCTION

Cette thèse a pour but d'établir deux méthodes mathématiques permettant de déterminer l'application la plus efficace et la plus économique des transfluxors aux circuits logiques. Plusieurs modèles mathématiques ont été présentés dans les ouvrages de référence, mais la plupart de ces représentations se bornent aux modèles de la commutation de flux dans un tore simple. Dans les ouvrages qui présentent des circuits équivalents, ces derniers ne s'adaptent qu'aux calculs de circuits magnétiques très simples.

Cette thèse traite le sujet de deux façons :

La première partie développe un circuit équivalent pour le calcul de gain, et la deuxième partie établit un modèle logique pour la détermination des possibilités logiques d'un transfluxor.

1) Dans la première partie, on établit un circuit équivalent d'un tore à vide à partir des équations de commutation de flux selon le modèle rectangulaire (références 2.3). Un calcul simple permet de tenir compte dans ce circuit équivalent de l'effet d'une charge constituée par un deuxième tore avec son circuit de couplage. Ensuite, on étend ce circuit équivalent aux transfluxors. On prend comme base des configurations que font les parcours de flux dans tout cas de commutation. Ce dernier circuit équivalent a donc pour base la représentation des parcours de flux par des éléments de circuit. Ceci diffère des méthodes proposées dans les oeuvres de référence dont les circuits équivalents représentent les branches d'un transfluxor. Le gros avantage de la représentation des parcours de flux est d'être beaucoup plus proche du fonctionnement réel d'un transfluxor et d'être aussi plus simple à appliquer aux calculs de circuits. En effet, on peut tout simplement négliger les parcours non utilisés dans une opération, réduisant ainsi le circuit à une forme très simplifiée.

Plusieurs calculs de gain sont faits en utilisant le circuit équivalent pour représenter les circuits de transmission en question. Un programme est présenté pour le calcul d'une gamme de valeurs de gain en fonction des variations des paramètres de circuit (résistance, rapport du nombre de spires, courant de commande), qui permet de vérifier l'exactitude du modèle.

Dans un but de comparaison on a effectué un calcul de gain à partir des équations de commutation de flux selon le modèle circulaire. Le programme permettant d'effectuer ce calcul est également indiqué dans la première partie.

2) Dans la deuxième partie de cette thèse, on établit un circuit équivalent complètement différent et très nouveau, qui a pour base une représentation des fonctions logiques d'un transfluxor par des symboles logiques (bascules, postes "ET" et "OU"). Le but de ce modèle est de mettre à jour toutes les fonctions logiques possibles d'un transfluxor donné et d'établir une correspondance biunivoque entre les éléments de cette représentation et les caractéristiques géométriques de ce transfluxor. Le résultat, un circuit logique équivalent, permet d'envisager une application très intéressante des transfluxors aux circuits logiques. En outre, il est possible, en appliquant ce modèle logique, de développer de nouveaux transfluxors s'adaptant à des fonctions logiques données.

Les circuits équivalents des deux parties de cette thèse sont donc complémentaires. On peut chercher l'application logique la plus efficace d'un transfluxor en utilisant le circuit logique équivalent et ensuite on peut établir les paramètres de circuit qui auraient un fonctionnement faible de ce transfluxor en utilisant le circuit équivalent de la première partie.

Cette thèse a donc été faite dans le but d'établir des bases de calcul qui permettent d'optimiser non seulement la fiabilité des circuits à transfluxors par l'intermédiaire des calculs de gain, mais aussi leur efficacité d'emploi aux applications logiques.

GENERALITES

Les noyaux de ferrite ont trouvé de nombreuses applications dans la technologie du traitement de l'information. Ils sont employés surtout comme éléments de mémoire, car leur cycle d'hystérésis rectangulaire leur donne deux états de flux rémanent stables, $+\Phi_r$ et $-\Phi_r$, ce qui permet le stockage d'informations binaires. Une technologie plus récente a étendu les possibilités des noyaux de ferrite en leur trouvant des applications dans des circuits logiques. C'est encore cette propriété de cycle d'hystérésis rectangulaire qui permet ces nouvelles applications.

1-1 - PROPRIETES DE BASE DE FERRITES

La forme rectangulaire du cycle d'hystérésis correspond aux deux phases de commutation distinctes qui composent le renversement des dipôles magnétiques. D'après la théorie de Weiss, elles sont les suivantes :

- (1) Aimantation Rotationnelle
- (2) Déplacement des parois de Bloch.

La théorie de Weiss constate qu'un matériau ferromagnétique peut être divisé en beaucoup de petits "domaines" dans lesquels les dipôles élémentaires sont tous alignés dans la même direction. Ces domaines ne sont pas nécessairement alignés dans le même sens, donc ils sont séparés par des minces "parois" dans lesquelles les dipôles progressent lentement d'une direction à l'autre.

1-1-1 - Aimantation Rotationnelle

Le processus d'aimantation rotationnelle est très simple. C'est l'action des dipôles magnétiques d'un domaine qui se retournent pour s'aligner avec le champ appliqué. Sans l'existence d'une force opposée, tous les domaines s'aligneraient rapidement et avec très peu de résistance. Il existe cependant, une force opposante. C'est la force d'interaction des dipôles ; c'est-à-dire l'attraction du champ des dipôles qui sont alignés dans le sens opposé au champ appliqué qui tend à retenir les domaines tournant sous l'influence du champ. C'est à cause de cette force que l'effet d'aimantation rotationnelle est limité et que le matériau a une tendance à reprendre son état initial lorsqu'on enlève le champ appliqué. C'est pourquoi on appelle souvent le flux rotationnel le "flux élastique" ou "flux réversible".

1-1-2 - Aimantation par déplacement des parois des domaines

L'aimantation due au déplacement des parois de Bloch, qui a pour résultat l'accroissement des domaines, est beaucoup plus compliquée et prend un certain temps pour s'établir. Un exemple simplifié est présenté ci-dessous. La fig. 1.2a montre une représentation du déplacement angulaire des dipôles magnétiques qui constituent les parois de Bloch.

Considérons la représentation schématique de la fig. 1.2b. Les dipôles des domaines "a" et "b" y sont alignés dans des sens opposés. Les dipôles 1 à 5 de la paroi de Bloch les séparent par leur variation angulaire graduelle. Les deux domaines sont dans un état d'équilibre. L'application d'un champ dans la direction de "a" fait tourner un des dipôles de la paroi suffisamment pour l'aligner avec "a". Ensuite tous les autres dipôles suivent en séquence pour maintenir la même variation angulaire d'un dipôle à l'autre. Cela entraîne la rotation d'un des dipôles de b pour prendre la place du dipôle 5. Cet échange de dipôles entre a et b entraîne le déplacement de la paroi de Bloch.

En fait, ce phénomène est lui aussi rotationnel et est réversible jusqu'à un certain point. Cependant, quand plus de la moitié des dipôles a été renversée par les deux phénomènes décrits ci-dessus, les forces d'interaction ont tendance à conserver la nouvelle direction d'aimantation ; si le champ appliqué est enlevé, le matériau conservera une aimantation résiduelle dans la direction du champ.

L'emploi des éléments ferrites dans des circuits de logique utilise uniquement la propriété de commutation non réversible, qui définit les deux états stables de l'élément. Dans ce cas, la tension due au flux réversible est considérée comme bruit qui doit être supprimé autant que possible.

La rectangularité du cycle d'hystérésis est ainsi une propriété très importante. Des rapports du flux résiduel B_r au flux saturé B_s supérieur à 0,95 sont souhaitables. Un exemple est le matériau de Siemens R 405, qui a un rapport de 0,96. (Fig. 1.4) ou $H = 2 H_c$.

La figure 1.4 montre un cycle d'hystérésis

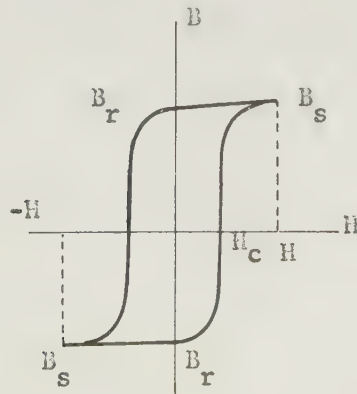


Figure 1.2

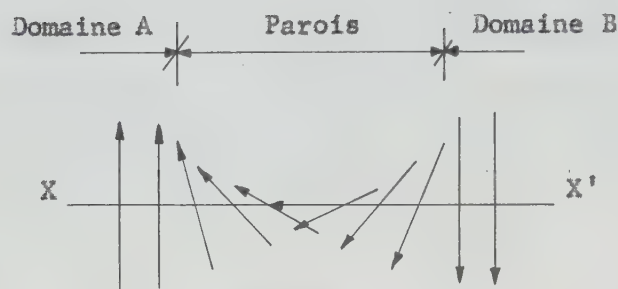


Figure 1.2

Représentation du Déplacement Angulaire des Dipôles Magnétiques

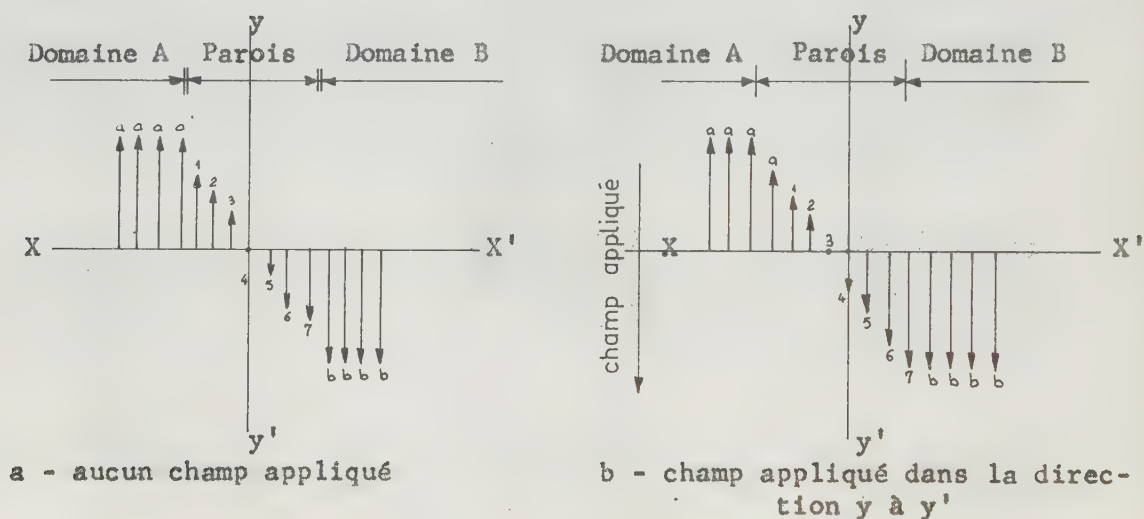


Figure 1.3

Représentation schématique du Déplacement d'une paroi entre deux domaines A et B sous l'effet d'un champ appliqué.

La rotation des dipôles se fait dans le plan Y-Z et est représentée par leur projection sur le plan X-Y.

d'un matériau ferrite. Au niveau de saturation, la courbe a une pente très faible. Cette pente caractérise une inductance très petite et est la partie de courbe qui représente l'aimantation rotationnelle. La partie de courbe à pente élevée représente l'aimantation par accroissement des domaines, et ici l'inductance est très forte.

2 - CIRCUIT ANALOGUE

2-1 - MODELES DE COMMUTATION DE FLUX

Il est très difficile de déterminer une fonction décrivant la commutation du flux d'après la théorie de Weiss. Un exemple est présenté par Neeteson - Réf. 1. Il prend comme hypothèse une distribution homogène des "centres" de flux qui s'opposent à la saturation d'un matériau. Les parois de Bloch se propagent à partir de ces centres jusqu'à ce qu'elles se rejoignent. La propagation de ces parois est comparée au mouvement d'un objet dans un fluide visqueux, en négligeant l'accélération.

$$V = kF \quad (2.1)$$

v = vitesse

k = constant

$F = F_{mm} - F_0$ où F_0 = force coercitive

Le domaine est considéré comme un carré dont le côté augmente linéairement en fonction du temps

$$x = vt$$

x : longueur du côté.

L'aire du domaine est égale à :

$$A = x^2$$

L'équation de flux commuté par rapport au temps jusqu'au point critique est :

$$\begin{aligned} \Phi &= K B_s x^2 \\ &= K B_s k^2 F^2 t^2 \\ \frac{d\Phi}{dt} &= 2K B_s k^2 F^2 t \\ \text{donc } Vt &= 2K B_s k^2 F^2 t \end{aligned} \quad (2.2)$$

K : facteur de proportionnalité

Au-delà du point critique, la fonction est inversée, parce que les parcours se rejoignent et la fonction d'aire s'accroît à une vitesse de $(1 - x)^2$ au lieu de x^2 . On obtient une "impulsion" triangulaire (fig. 2.1) donnant la valeur maximale de la tension au bout d'un temps t_m , où le point critique est atteint.

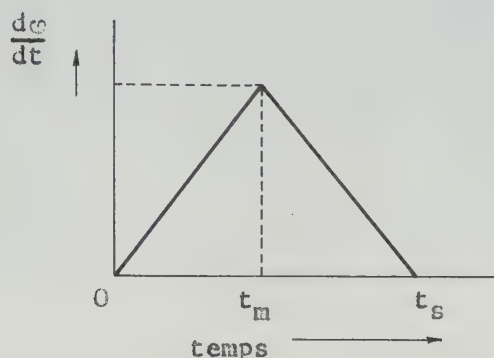


Figure 2.1

Modèle de $\frac{d\phi}{dt}$ triangulaire

L'exemple choisi ne donne pas une approximation exacte mais sert plutôt comme illustration de la détermination d'un modèle. Trouver un modèle représentant plus exactement la fonction de commutation serait assez compliqué, mais il est important de noter que tous les modèles sont de la forme

$$\frac{dB}{dt} = (H - H_0) f(B) \quad (2.3)$$

Où $f(B)$ = Fonction de variation d'inductance par rapport au temps

H = Champ appliqué

H_0 = Champ coercitif

ce qui donne, dans le cas d'un tore

$$\frac{d\phi}{dt} = f(\phi)(F - F_0) \quad (2.4)$$

Où $\phi = Ba$ = flux/unité de section

2-2 - APPROXIMATION PRATIQUE DU PROCESSUS REEL DE COMMUTATION

Une deuxième façon de faire un modèle de la commutation du flux est d'essayer de trouver une courbe qui corresponde approximativement à la

.../...

forme de la courbe $\frac{d\varphi}{dt}$. Un exemple assez pratique est la formule circulaire de l'équation 2.5

$$f(\varphi) = r \sqrt{\frac{2\varphi}{\varphi_m} - \left(\frac{\varphi}{\varphi_m}\right)^2} \quad (2.5)$$

φ_m = maximum φ

r = facteur de normalisation.

Le graphique en coordonnées réduites est représenté par la fig. 2.2.

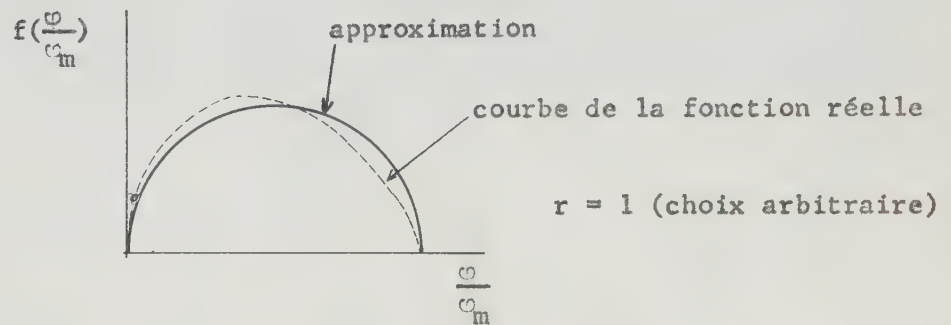


Figure 2.2

Approximation de la courbe de commutation de flux.

Cette fonction $f\left(\frac{\varphi}{\varphi_m}\right)$ transposée par rapport au temps, devient un sinusoïde

$$\frac{d\varphi}{dt} = (F) r \sin \left(\frac{(F)}{\varphi_m} r \right) t \quad (2.6)$$

où $(F) = F - F_0$,

ce qui correspond assez bien à la fonction réelle de $\frac{d\varphi}{dt}$ (fig. 2.3).

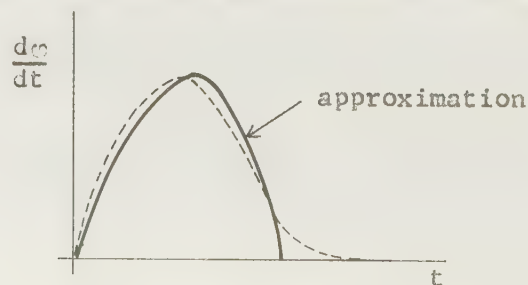


Figure 2.3

Cette formule est assez difficile à utiliser pour des calculs de gain en fonction des paramètres de circuit, et ne se prête pas à l'établissement d'un circuit équivalent. Le paragraphe 2.10 discute de ce modèle en détail et présente un programme pour le calcul de gain dans un circuit de transmission entre deux tranfluxors, dans le but d'en comparer les résultats avec ceux du modèle établi ci-dessous.

Le modèle rectangulaire indiqué ci-dessous est beaucoup plus simple à utiliser. Bien que son seul trait commun avec la courbe réelle de $\frac{d\phi}{dt}$ soit sa surface, il en est une approximation très utile. La plupart des publications portant sur le calcul des circuits à ferrites (Gianola, Bennion and Crane, Nitzan, etc...) l'utilise comme base de calcul. En effet, comme le montrent les graphiques 2.1 et 2.2 du paragraphe 2.9, il donne des résultats acceptables pour les valeurs de paramètres de circuit couramment utilisés. Cependant, ce modèle ne convient pas comme base de calcul du gain en fonction de la commutation partielle ; calcul assez rarement effectué.

L'acceptabilité de ces résultats et le fait qu'il se prête très facilement à l'établissement d'un circuit équivalent, sont les raisons pour lesquelles il est utilisé comme base du circuit équivalent établi dans la première partie de cette thèse.

L'approximation rectangulaire choisie est montrée par la figure 2.4. Le $\frac{d\phi}{dt}$ maximal est effectivement le même que celui de la courbe réelle. Cette valeur dépend de la définition de la constante de commutation qui est notée dessous.

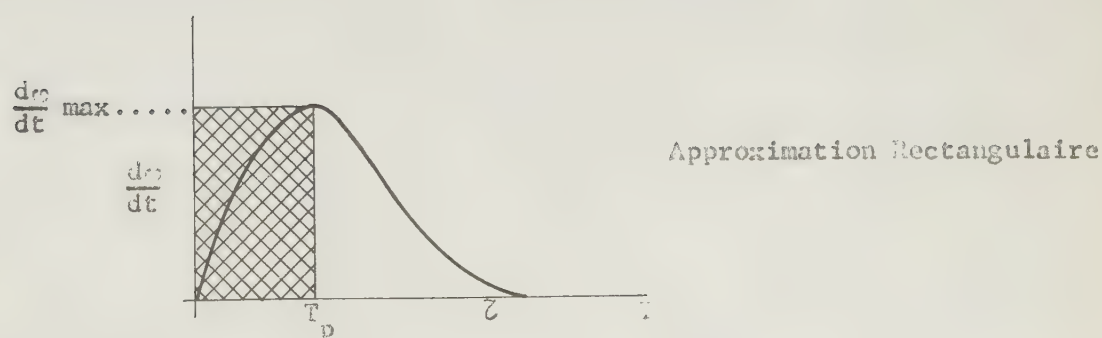


Figure 2.4

Approximation Rectangulaire

L'expression mathématique de cette courbe est :

$$\frac{d\varphi}{dt} = f(\varphi) (F - F_0)$$

où $f(\varphi)$ est une valeur constante en fonction du temps.

Constante de commutation

La valeur de $\frac{d\varphi}{dt}$ dépend d'une constante du matériau duquel le transfluxor est fabriqué. Cette constante du matériau est relevée par une série d'expériences qui font varier le champ appliqué. On relève le temps de commutation, t_p , c'est-à-dire le temps écoulé entre le début de l'impulsion et le point de $\frac{d\varphi}{dt}$ maximale. La figure 2.6 montre cette caractéristique avec la ligne droite qui en est l'approximation. La pente de cette droite nous donne la constante de commutation, S_w .

L'expression mathématique en est :

$$S_w = \frac{1}{t_p} (H - H_0)$$

Cette définition est proposée dans l'ouvrage de Smit et Wijn (réf. 4) et est confirmée par les résultats des expériences du paragraphe 2.9.

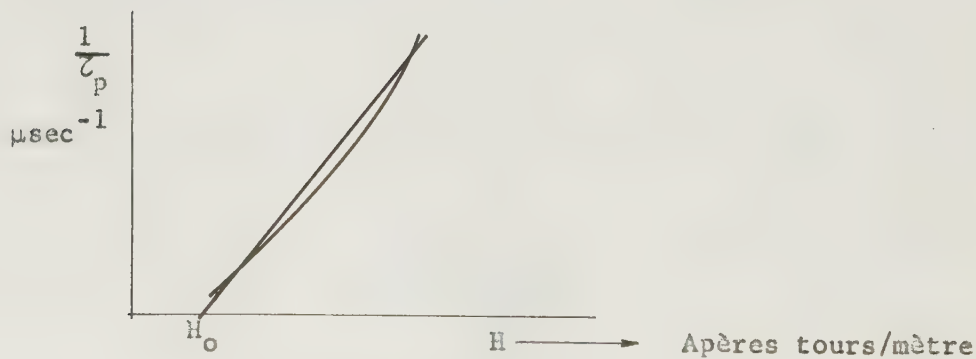


Figure 2.6

En résumé, ces deux approximations sont :

.../...

- 1) $f(\varphi) = \text{constante}$ en fonction du temps, ce qui nous donne donc $\frac{d\varphi}{dt}$ constant en fonction du temps.
- 2) $S_w = \text{constante}$ en fonction de $(H - H_0)$, ce qui nous donne $\frac{d\varphi}{dt}$ constant en fonction de H (voir éq.2.10).

2-3 - DETERMINATION DU CIRCUIT ANALOGUE

2-3-1 - Bases du Raisonnement

Le problème présenté ici est le développement d'un circuit analogue à partir du modèle de commutation de flux discuté ci-dessus, qui permet de calculer quantitativement les courants de sortie résultant des courants d'entrée donnés. Ce circuit analogue permettra donc de dimensionner des noyaux magnétiques et déterminer leurs bobinages pour un circuit donné.

Le circuit analogue représente un noyau magnétique par un circuit électrique dans lequel :

- a) On peut considérer la réluctance comme une résistance;
- b) $\frac{d\varphi}{dt}$ peut donc être considéré analogue à un courant ;
- c) La force magnétomotrice est donc considéré analogue à une tension.

La réluctance est appelée "résistance de commutation" et est représentée par le symbole R' .

L'équation du circuit est donc la suivante :

$$F - F_0 = \frac{d\varphi}{dt} R' \quad 2.8$$

ce qui est analogue à

$$U = \frac{dq}{dt} R.$$

ou

$$U = I R.$$

La valeur R' de l'équation 2.8, la résistance de commutation, est considéré constante d'après le raisonnement ci-dessus.

En troisième approximation, on néglige le flux élastique et on considère le cycle d'hystérésis comme un rectangle parfait (fig. 2.7)

.../...

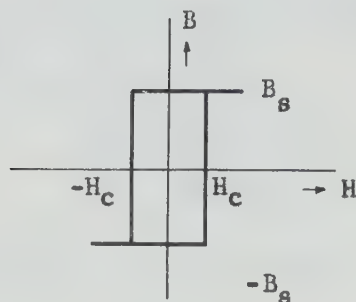


Figure 2.7

Approximation du Cycle d'Hystérésis

Ces trois approximations donnent l'équation suivante :

$$\frac{d\varphi}{dt} = \frac{\Delta\varphi}{S_w} (H - H_o) \quad (2.10)$$

$$\text{où } H = \frac{F}{l}$$

$$H_o = \frac{F_o}{l}$$

$$\Delta\varphi = 2B_s A$$

Il en résulte :

$$\frac{d\varphi}{dt} = \frac{2B_s A}{S_w l} (F - F_o) \quad (\text{Réf. Gianola}) \quad (2.11)$$

où ϕ = flux

B_s = induction de saturation

A = section du tore

$S\omega$ = constante de commutation

ℓ = longueur de parcours

F_o = Force coercitive

F = Force appliquée

(Réf. 2)

Si on met cette équation sous la même forme que 2.4, on a :

$$F - F_o = \frac{d\phi}{dt} \frac{S\omega\ell}{2B_s A} \quad (2.12)$$

R' est donc exprimé par

$$R' = \frac{S\omega\ell}{2B_s A} \quad (2.13)$$

Cette expression permet de noter l'analogie avec une résistance réelle qui aurait pour équation :

$$R = \frac{K\ell}{A}$$

K : constante de matériau

ℓ : longueur

A : section

et exprimer la résistance de commutation par la relation

$$R = \frac{K'\ell}{A}$$

$$\text{où } K' = \frac{S\omega}{2B_s} \quad (2.14)$$

2-3-2 - Circuit Analogue d'un tore sans charge

L'équation 2.8 permet de représenter un tore par un simple circuit analogue, mais il faut noter qu'il ne tient compte que d'un des deux cas de fonctionnement, le cas où le flux change d'une valeur de $2\phi_s$, c'est-à-dire du niveau $+\phi_s$ au niveau $-\phi_s$. Le deuxième cas se produit quand le courant de commande établit un champ dans la même direction que le flux

.../...

rémanent. Dans ce deuxième cas, donc, le courant agit simplement pour renforcer la saturation du flux, et n'entraîne pas de changement de flux (dans le cas du cycle d'hystérésis simplifié).

Le circuit analogue qu'on va construire est donc caractérisé par :

Circuit Equivalent analogue à un Circuit Electrique

F_{mm} : La force magnétomotrice analogue à une tension

R' : la résistance de commutation analogue à une résistance

$\frac{d\phi}{dt}$: un changement de flux dans une direction seulement analogue à un courant qui passe par une diode

F_o : la force coercitive analogue à une pile en opposition à la F_{mm} .

.../...

Le circuit analogue est donc :



Figure 2.8

2-3-3 - Tore chargé par une Résistance

On ajoute un enroulement de sortie avec une résistance R_2 . (Fig. 2.9). Le changement de flux durant la commutation du tore induit un courant secondaire I_c , dans cet enroulement tel que :

$$I_c = \frac{V_c}{R_c} \quad (2.15)$$

$$n_T I_c = n_T \frac{V_c}{R_c} = n_T \frac{d\varphi}{dt} \frac{n_T}{R_c} = \frac{n_T^2}{R_c} \frac{d\varphi}{dt} \quad (2.16)$$

On rappelle l'équation 2.8

$$F - F_o = \frac{d\varphi}{dt} R'$$

En ajoutant l'effet de la charge

$$F - F_o - n_T I_c = \frac{d\varphi}{dt} R' \quad (2.17)$$

.../...

en substituant 2.16 dans 2.17

$$F - F_0 - \frac{n_T^2}{R_c} \frac{d\varphi}{dt} = \frac{d\varphi}{dt} R'$$

on a

$$F - F_0 = \frac{d\varphi}{dt} \left(R' + \frac{n_T^2}{R_c} \right) \dots \quad (2.18)$$

D'après cette équation, la charge dans le circuit analogue du tore a les dimensions d'une résistance en série avec R' et la valeur $\frac{n_T^2}{R_c}$. Le circuit analogue du tore avec sa charge est donc celui indiqué par la figure 2.9.

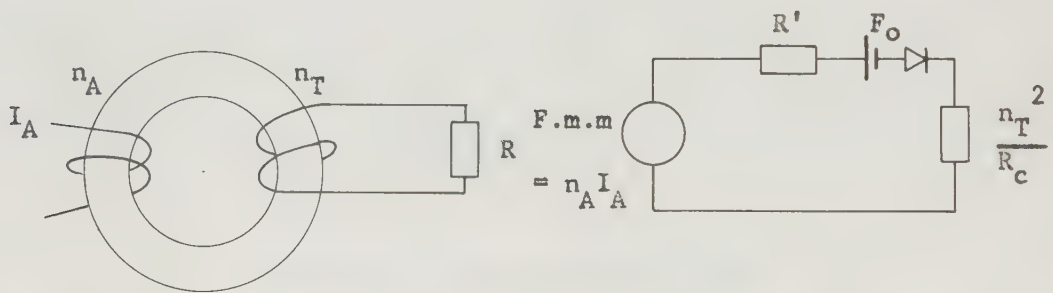


Figure 2.9

2-3-4 - Tore chargé par un deuxième tore

On remplace la résistance de charge par un tore. Pour une première étude on néglige la résistance de couplage.

Le changement de flux durant la commutation du tore induit un courant secondaire I_c , qui commute le deuxième tore, ou tore récepteur, suivant l'équation

$$I_c n_R - F_{0R} = \frac{d\varphi_c}{dt} R'_R \quad (2.17)$$

donc

$$\frac{d\varphi_R}{dt} = \frac{I}{R'_R} (I_c n_R - F_{0R})$$

Mais, si $R_c = 0$

$$n_T \frac{d\phi}{dt} = n_R \frac{d\phi_R}{dt} \quad (2.20)$$

Donc, en substituant 2.19 dans 2.20 on obtient :

$$n_T \frac{d\phi}{dt} = \frac{n_R}{R_R'} (I_c n_R - F_{OR})$$

qui donne :

$$I_c = \frac{n_T}{n_R^2} \frac{d\phi}{dt} R_R' + \frac{F_{OR}}{n_R} \quad (2.21)$$

On reporte cette valeur de I_c dans l'équation 2.10

$$F - F_O - n_T \left[\frac{n_T}{n_R^2} R_R' \frac{d\phi_T}{dt} + \frac{F_{OR}}{n_R} \right] = \frac{d\phi_T}{dt} R_T'$$

Donc :

$$F - F_O - F_{OR} \frac{n_T}{n_R} = \frac{d\phi}{dt} \left(R_T' + \frac{n_T^2}{n_R^2} R_R' \right) \quad (2.22)$$

D'après cette équation, la charge dans le circuit analogue du tore a les dimensions d'une résistance, en série avec R_T' et de valeur $R_R' \frac{n_T^2}{n_R^2}$, et d'une f.m.m. qui s'oppose au changement de flux de valeur $F_{OR} \frac{n_T}{n_R}$

Pour le cas d'une F.m.m appliquée dans la même direction que le flux rémanent, on applique le même raisonnement que dans le paragraphe 2-3-3. Le circuit analogue de la charge a une diode en série et dans la même direction que celle du tore transmetteur.

Le circuit analogue d'un tore chargé par un deuxième tore est donc celui représenté par la figure 2.10.

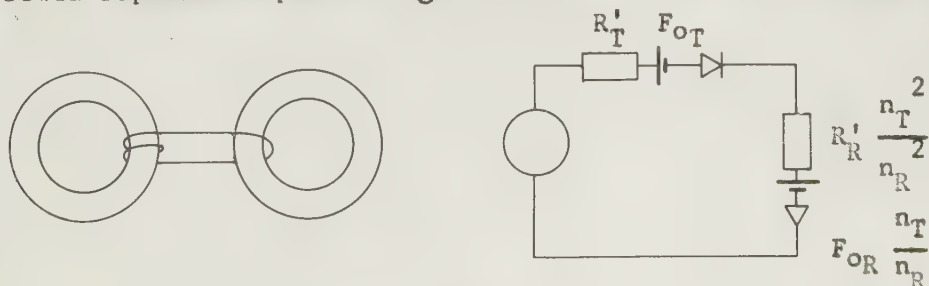


Figure 2.10

.... /

2-3-5 - Résistance de couplage non négligeable

On fait intervenir une résistance de couplage R_c .

L'équation de couplage est :

$$n_T \frac{d\phi_T}{dt} = I_c R_c + n_R \frac{d\phi_R}{dt} \quad (2.23)$$

$$\text{Mais } I_c n_R - F_{OR} = \frac{d\phi_R}{dt} R'_R$$

$$\text{Donc } \frac{d\phi_R}{dt} = \frac{I_c n_R - F_{OR}}{R'_R} \quad (2.24)$$

en substituant 2.24 dans 2.23

$$\frac{n_T d\phi_T}{dt} = I_c R_c + \frac{n_R}{R'_R} (I_c n_R - F_{OR})$$

$$\text{donc } I_c \left(R_c + \frac{n_R^2}{R'_R} \right) = \frac{n_T d\phi}{dt} + F_{OR} \frac{n_R}{R'_R} \quad (2.25)$$

On ajoute 2.25 et 2.23 pour éliminer I_c

$$F - F_O - \frac{n_T}{\left(R_c + \frac{n_R^2}{R'_R} \right)} \left(n_T \frac{d\phi_T}{dt} - F_{OR} \frac{n_R}{R'_R} \right) = \frac{d\phi_T}{dt} R'_T$$

$$\text{donc } F - F_O - \frac{n_T n_R F_{OR}}{R'_R \left(R_c + \frac{n_R^2}{R'_R} \right)} = \frac{d\phi_T}{dt} \left(R_T + \frac{n_T^2}{\left(R_c + \frac{n_R^2}{R'_R} \right)} \right) \quad (2.26)$$

$$\text{En multipliant } F_{OR} \text{ par } \frac{\frac{1}{n_R^2}}{\frac{1}{n_2^2}}$$

$$F - F_{OT} - \frac{n_T}{n_R} F_{OR} \frac{1}{R'_R \left(\frac{R_c}{n_R^2} + \frac{1}{R'_R} \right)} = \frac{d\phi_T}{dt} \left(R_T + \frac{1}{\frac{1}{n_T^2} \left(R_c + \frac{n_R^2}{R'_R} \right)} \right)$$

$$F - F_{OR} - \frac{n_T}{n_R} F_{OR} \frac{1}{\frac{n_T^2}{n_R^2} \left(\frac{R_c}{n_T^2} + \frac{n_R^2}{n_T^2 R'_R} \right)} = \frac{d\phi_T}{dt} \left(R_T + \frac{1}{\frac{R_c}{n_T^2} + \frac{n_R^2}{n_T^2} \frac{1}{R'_R}} \right)$$

Si on remplace $F_x = \frac{n_T}{n_R} F_{OR}$

$$R_x = \frac{n_T^2}{n_R^2} R'_R$$

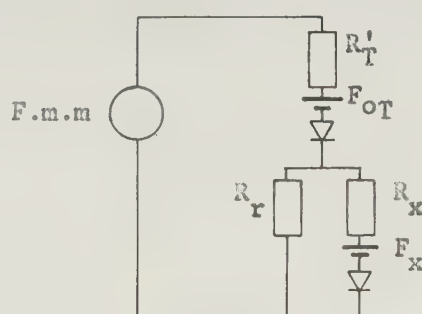
$$R_y = \frac{n_T^2}{R_c}$$

l'équation devient :

$$F - F_{OR} - \frac{F_x}{R_x} \left(\frac{1}{\frac{1}{R_y} + \frac{1}{R_x}} \right) = \frac{d\phi_T}{dt} \left(R_T + \frac{1}{\frac{1}{R_y} + \frac{1}{R_x}} \right)$$

$$\text{donc } F - F_{OT} - F_x \frac{R_y}{R_y + R_x} = \frac{d\phi_T}{dt} \left(R_T + \frac{1}{\frac{1}{R_y} + \frac{1}{R_x}} \right) \quad (2.27)$$

et il est évident que c'est l'équation d'un circuit comprenant la résistance R_T en série avec les résistances R_y et R_x en parallèle, le champ coercitif F_x étant en série avec R_x (Fig. 2.11).



$$R_y : \frac{n_T^2}{R_c}$$

$$R_x : \frac{n_T^2}{n_R^2} R'_R$$

Figure 2.11

2-3-5 - Cas où un des tores est déjà saturé

Dans le circuit analogue, chaque tore est représenté par une branche de circuit comprenant une diode, une pile et une résistance. La diode et la pile indiquent la direction de commutation du flux. Si un des tores est déjà saturé dans le sens du champ appliqué on doit inverser la branche correspondante pour représenter cette direction de flux. (Fig. 2.12).

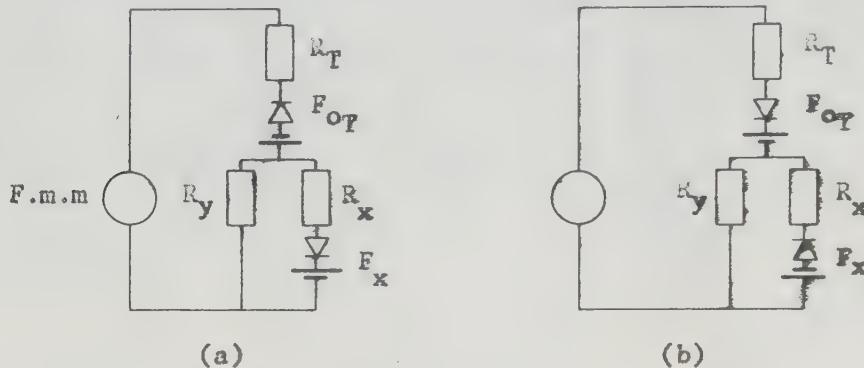


Figure 2.12

Les circuits représentant ces deux conditions correspondent bien à la réalité. La figure 2.12 a montré que lorsque le tore T est saturé, aucun flux ne sera renversé ni dans le tore T ni dans le tore R. En réalité, le flux ne peut pas changer dans le tore T, étant déjà saturé, et, en conséquence, il n'y aura aucun courant induit dans le circuit de couplage et donc aucun flux transmis au tore R.

La figure 2.12b montre qu'aucun flux ne commutera dans le tore "R", donc le tore T ne verra comme charge que la résistance R_C . En réalité, le flux dans le tore R ne peut pas changer, étant déjà saturé dans la direction de la force magnétomotrice du courant de couplage, et ne présente donc aucune réductance dans le circuit.

Ces deux exemples montrent que le circuit analogue peut être facilement adapté pour représenter tous les cas possibles du circuit.

2-4 - TORES COUPLES EN SERIE

Un circuit analogue représentant plusieurs tores couplés en série, peut être déterminé par une extension du raisonnement sur le circuit de la Fig. 2.11. On établit d'abord le circuit des tores 2 et 3, qui sera le même que celui de la Fig. 2.11 en prenant l'entrée de 2 comme F.m.m. On met ce circuit comme impédance en série avec celle du tore 1, la résistance de couplage 1-2 étant en parallèle avec cette impédance. Cette fois l'entrée du tore 1 devient le F.m.m. Le circuit qui en résulte est donné par la fig. 2.13.

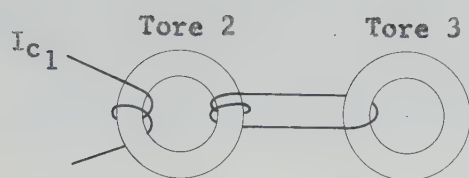
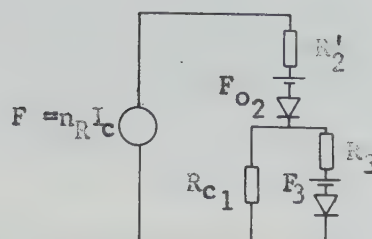


Figure 2.13



$$F_3 = \frac{n_T}{n_R} F_{O3}$$

$$R_3 = \frac{n_T^2}{n_R^2} R'_3$$

$$R_{c2} = R_{c1} = \frac{n_T^2}{R_c}$$

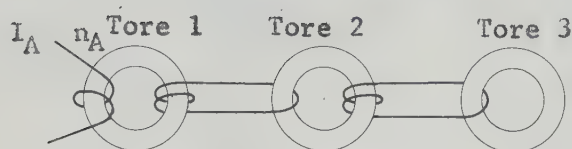
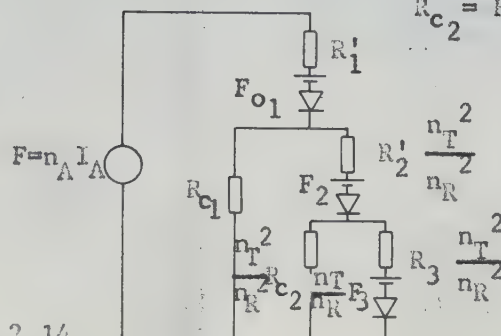


Figure 2.14



On peut étendre ce raisonnement à un plus grand nombre de tores en série.

2-5 - NOYAUX A PLUSIEURS TROUS (TRANSFLUXORS)

2-5-1 - Bases de Raisonnement

Avant d'appliquer ce modèle à la représentation des transfluxors, rappelons les caractéristiques de ces éléments. Un transfluxor est un élément en matériau ferrite ayant une configuration géométrique qui permet la réalisation des fonctions logiques par l'interaction de ses parcours de flux. Ils sont souvent appelés "Multi-Aperture Devices" dont l'abréviation est "MAD". Un exemple de transfluxor à trois trous est montré ci-dessous (fig. 2.15). On indique les parcours de flux correspondants à l'état bloqué.

numérotation
des bras

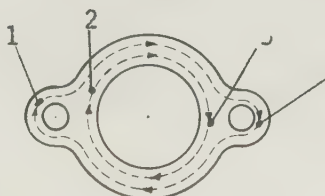


Figure 2.15

Ce transfluxor est dimensionné pour être complètement saturé dans l'état bloqué, c'est-à-dire que la somme des sections des deux bras autour d'un petit trou est égale à la section du grand bras autour du trou central.

Pour comprendre le principe de fonctionnement, il faut citer les trois règles de commutation de flux.

1) Le flux peut être commuté seulement dans un parcours qui est continu et fermé.

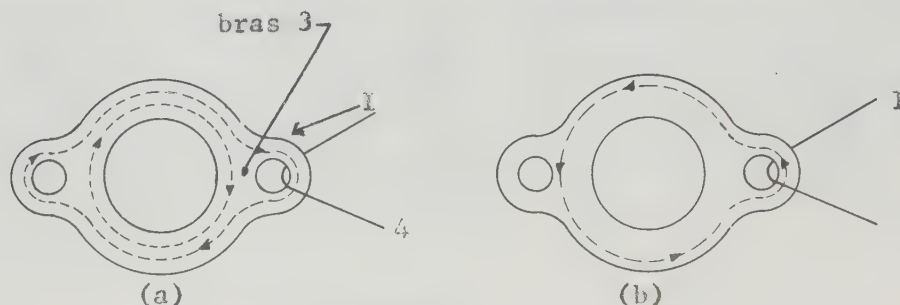


Figure 2.16

Exemple

Le courant I engendre une force magnétomotrice qui tend à inverser le flux dans le bras 4. Le parcours le plus court est celui qui entoure le trou 3. Cependant, le flux ne peut pas s'inverser dans ce parcours parce que les directions de flux s'opposent dans les bras 3 et 4, donc le flux n'est pas continu. Le flux peut être commuté suivant le parcours montré par la figure 2.16b qui passe par le bras 2, parce que c'est le parcours le plus court qui est continu et fermé.

2) Le flux commuté par une F.m.m appliquée à un bras d'un élément emprunte toujours le parcours le plus court possible, et le commute totalement avant de commencer la commutation d'un autre parcours (si ce dernier est possible).

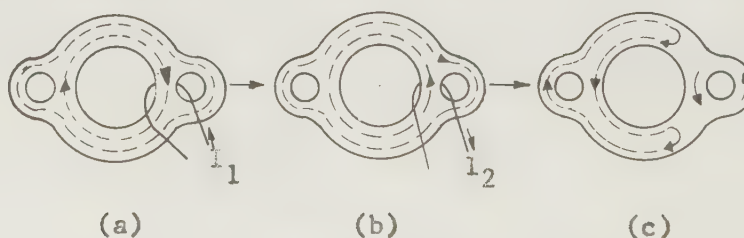


Figure 2.17

Exemple

Le courant I_1 (fig. 2.17a) renverse le parcours de flux autour du grand trou parce que dans l'état bloqué c'est le seul parcours fermé et continu qu'il couple. L'élément se trouve maintenant dans l'état écrit (fig. 2.17b). Si un courant I_2 est appliqué en sens inverse, il ne recommute

pas le parcours autour du grand trou, mais, par contre, inverse le parcours autour du petit trou (2.17c). En effet, le flux y est alors continu et fermé, et ce parcours est nettement plus court. Dans ce cas le flux ne se divise pas d'après les résistances relatives de commutation des deux parcours car la caractéristique du cycle d'hystérésis rectangulaire du matériau entraîne la commutation totale du petit parcours avant que le champ coercitif du grand parcours soit atteint.

3) La saturation d'un bras de section "a" ne peut pas entraîner la saturation d'une section plus grande dans le même parcours. Si le parcours passe par un bras de section plus grande que "a", seulement une partie de ce bras égale à "a" va être saturée.

Exemple

Dans l'exemple précédent (fig. 2.17), le courant I_2 a saturé le parcours autour du trou 3. Quelle que soit la F.m.m, elle ne peut pas commencer la commutation du flux autour du grand trou car tout le flux du bras 3 est déjà refermé autour du trou 3.

2-5-2 - Modèle des Parcours

Le problème qui se pose est de trouver un modèle qui, en employant le concept de résistance de commutation développé ci-dessus pour les tores, peut aussi tenir compte des règles de commutation. Le modèle doit aussi avoir un rapport direct et biunivoque avec la géométrie du tore pour pouvoir associer un modèle pour chaque forme géométrique distincte de transfluxor.

Etant donné que les fonctions logiques des transfluxors dépendent de l'interaction des parcours de flux autour des trous, il est logique d'établir un modèle pour chacun de ces parcours et ensuite de les réunir d'une manière représentant leur interaction. Cette représentation est plus appropriée que la méthode classique (Réf. 3) où l'on emploie les circuits équivalents des bras comme éléments dans le modèle. En outre, il a l'avantage de ne pas trop compliquer les modèles des transfluxors à plusieurs trous. Par exemple, la représentation d'un transfluxor à cinq trous aura cinq éléments de circuit équivalent en employant la méthode des parcours au lieu de huit dans le cas de la méthode classique.

La figure 2.18 représente un transfluxor à trois trous. Les parcours utilisés sont indiqués par des hachures. La figure 2.18b montre les modèles de chaque parcours.

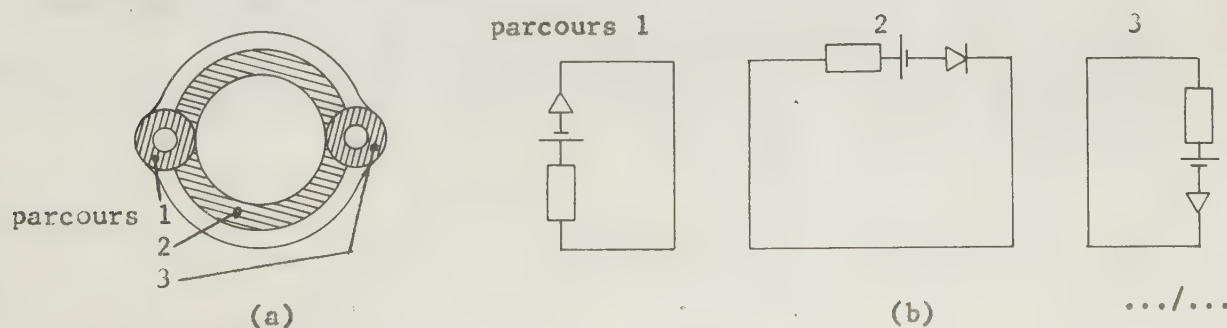


Figure 2.18

Chaque parcours fermé possède les mêmes caractéristiques qu'un tore, et donc est représenté de la même façon. Une objection à ce modèle : il ne tient pas compte de la région non-comprise dans les trois parcours. En fait, toutes commutations n'emploient que ces parcours représentés par les hachures. D'après la règle 3, les courants d'entrée qui couplent ces parcours sont incapables de commuter la partie non hachurée (sauf pour des régions qui formeraient, par exemple, un parcours plus direct englobant deux trous, mais la différence entre ces deux possibilités est minime). Le courant de réenclenchement couple les parties non hachurées, mais puisque elles n'ont pas été commutées par les courants d'entrée elles ne sont pas affectées par ce courant. Le courant de réenclenchement n'inverse que les parcours qui ont été commutés par les courants d'entrée.

2-5-3 - Interaction des Parcours

Pour établir le circuit analogue du transfluxor, on réunit les trois modèles des parcours dans une configuration qui correspond à celle du transfluxor, c'est-à-dire avec le modèle du grand parcours au centre, ayant une branche commune avec chacun des deux petits parcours (fig. 2.18). L'interaction des parcours est représentée par des diodes placées dans les branches communes afin de diriger les courants dans le modèle d'une manière analogue au flux dans le transfluxor.

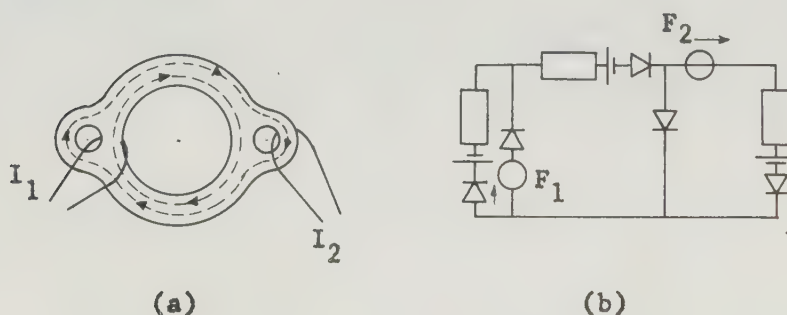


Figure 2.19

La Figure 2.19b montre la position des forces magnétomotrices qui correspondent aux bobinages sur le transfluxor (a). Tous les bobinages sur des bras indépendants sont représentés par des F.m.m. dans les branches indépendantes correspondantes du modèle et les bobinages sur les bras communs sont également représentés par des F.m.m. dans les branches communes.

Cette configuration représente bien la résistance de commutation pour tous les emplacements de bobinages, et il est facile de la changer pour représenter n'importe quel état de commutation. Chaque fois qu'un parcours est commuté, on inverse la branche correspondante pour représenter la nouvelle direction du flux.

2-5-4 - Sommaire des règles pour l'établissement d'un modèle

- 1 - Faire un modèle pour chaque parcours autour d'un trou.
- 2 - Etablir leurs résistances d'après la longueur et la section du parcours.
- 3 - Réunir ces modèles de parcours en conservant une branche sans résistance pour représenter chaque bras commun.
- 4 - Mettre en place des diodes dans les branches communes dans le sens du flux dans ces bras.
- 5 - Mettre en place les F.m.m. dans les branches qui correspondent aux bras bobinés.

Exemple d'Application :

2-5-5 - Modèle de forme complexe

Considérons le transfluxor de la Société PLESSEY représenté par la figure 2.20 avec ses parcours de flux et ses bobinages.

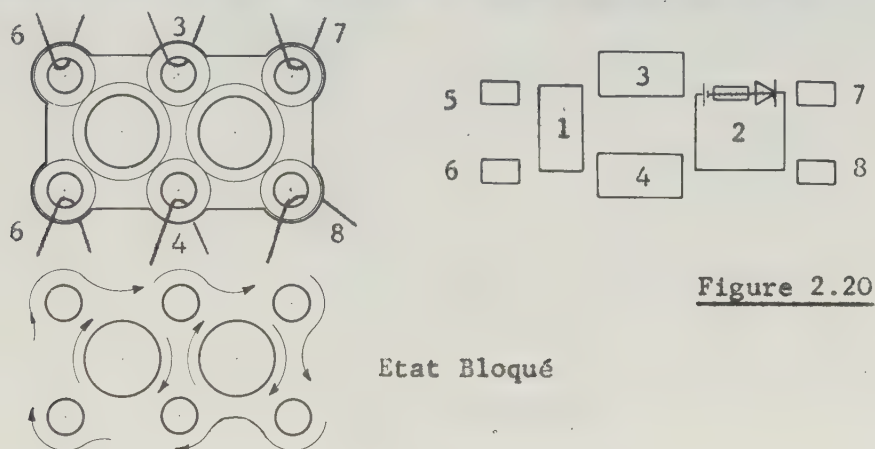


Figure 2.20

① On établit les huit modèles de parcours d'après son état bloqué, avec les diodes orientées dans la direction du flux pour les bras indépendants de chaque parcours.

② On calcule leurs résistances de commutation d'après la relation $R' = K' \frac{l}{A}$ (paragraphe 2-3-1).

③ ④ On réunit les parcours en mettant des diodes dans les branches communes dans le sens du flux des bras correspondants.

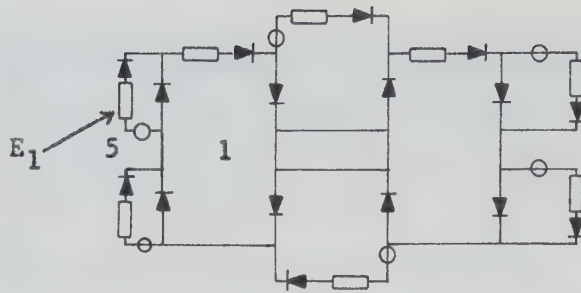


Figure 2.21

⑤ On met en place les sources de F.m.m. dans les branches qui correspondent aux bras bobinés des parcours 3, 4, 5, 6, 7, 8.

Maintenant on peut déterminer le circuit d'entrée d'une ou plusieurs de ces impulsions par inspection. Prenons, par exemple, le circuit d'entrée d'impulsion E_1 , on sait d'après la règle de commutation 2 (paragraphe 2) que le flux à commuter va emprunter le parcours le plus court possible. En suivant le parcours à partir de E_1 , on trouve qu'on passe par les résistances des parcours 5 et parcours 1. Le circuit d'entrée est donc celui montré par la figure 2.22.

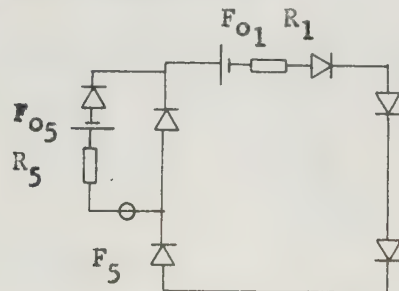


Figure 2.22

Avec ce circuit on peut calculer le $\frac{d\phi}{dt}$ en fonction du courant d'entrée.

2-5-6 - Transfert d'Information dans un circuit à Transfluxors

Le circuit analogue développé ici trouve sa plus grande utilité dans l'étude des circuits de couplage entre deux transfluxors. On considère ici le cas du transfert de l'information entre deux transfluxors à cinq trous. Chaque transfluxor a trois phases de fonctionnement illustrées par la figure 2.23.

(a) Ecriture

L'écriture de la valeur binaire "1" se fait par un courant ayant une amplitude suffisante pour renverser le parcours 2 du tore qui est envoyé dans le fil d'écriture.

L'écriture du zéro se fait par l'absence d'impulsions et l'état de flux reste identique à celui de repos.

(b) Positionnement

Pendant cette phase, le flux du parcours autour du trou de sortie est inversé par un courant dans le fil de positionnement, lorsqu'il y a eu écriture. Cette phase est discutée en détail dans le paragraphe 2.8

(c) Réenclenchement

Pendant cette phase, une impulsion suffisante pour commuter le flux dans tout le transfluxor est envoyée dans le fil de réenclenchement. Tout le flux est reconverti à l'état de repos. Le flux dans le bras de sortie couple l'enroulement de sortie en commutant, et y induit un courant de transmission qui sert comme courant d'écriture pour le tore suivant.

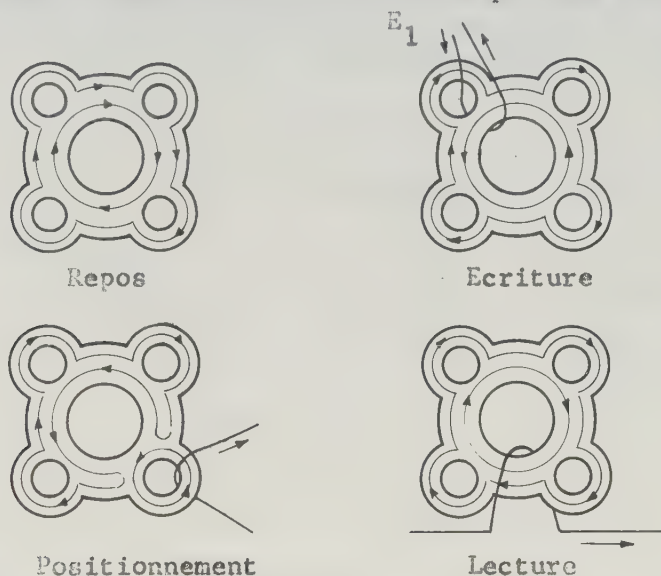


Figure 2.23

La figure 2.24 représente deux transfluxors couplés et leurs circuits analogues.

Le transfert de l'information a lieu pendant la phase de réenclenchement du transfluxor T qui correspond à la phase d'écriture du transfluxor R. Le circuit analogue du noyau transmetteur T pendant sa phase de réenclenchement comprend donc les résistances des parcours 2 et 3 en série avec la F.m.m. de réenclenchement (figure 2.24), et celui du noyau récepteur, lequel comprend seulement la résistance du parcours 2. Le circuit de couplage qui relie les parcours de T et R est équivalent au circuit de couplage des deux tores (paragraphe 2-3-5). Donc, on peut représenter le parcours R_2 comme charge des parcours T_2 et T_3 . Le circuit analogue est indiqué par la figure 2.25.

Il est maintenant possible de calculer les courbes suivantes :

- (1) Gain en fonction de R_c
- (2) Gain en fonction de F.m.m.
- (3) Gain en fonction de $\frac{n_T}{n_R}$
- (4) Gain en fonction de $\Delta\phi$.

Pour le calcul du Gain en fonction de $\Delta\phi$ il faut revoir la définition de la Résistance R' . On a postulé $R' = \frac{Sw \ell}{2B_s A}$. Dans le cas d'une commutation partielle, seulement une partie de la section du parcours est commutée, donc R' ne dépend plus de $2B_s A$ mais de la fraction de flux qui a été commutée. Donc on multiplie le terme $B_s A = \phi$ par la fraction de ϕ considérée, et on trouve la nouvelle résistance qui est donc plus grande que dans le cas d'une commutation totale.

Exemple :

Transfluxor SIEMENS à 5 trous

Matériau R 405

Flux de saturation : $B_s = 0,28$ mètres/m²

Flux de rémanence : $B_r = 0,24$ "

Changement de flux : $\Delta B = 0,52$ "

Section de parcours : $A = 0,96 \times 10^{-6}$ m²

Longueur de parcours 2: $\ell_2 = 19,1 \times 10^{-3}$ mètres

Longueur de parcours 3: $\ell_3 = 4,7 \times 10^{-3}$ "

Constante de commutation : $Sw = 65,5 \times 10^{-6} \frac{\text{amp. tour x sec.}}{\text{mètre}}$

Champ coercitif : $H_c = 16,2$ At/mètre

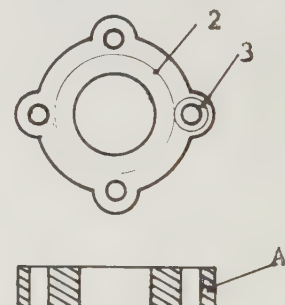
Force coercitive de parcours 2 : $F_{o2} = 0,32$ At

Force coercitive de parcours 3 : $F_{o3} = 0,08$ At

Résistance de commutation des parcours

$$R'_2 = \frac{Sw \ell_2}{\Delta B A} = \frac{65,5 \times 10^{-6} \times 19,1 \times 10^{-3}}{52 \times 0,96 \times 10^{-6}} = 2,5$$

$$R'_3 = \frac{65,5 \times 10^{-6} \times 4 \times 7 \times 10^{-3}}{52 \times 0,96 \times 10^{-6}} = 0,62 .$$



.../...

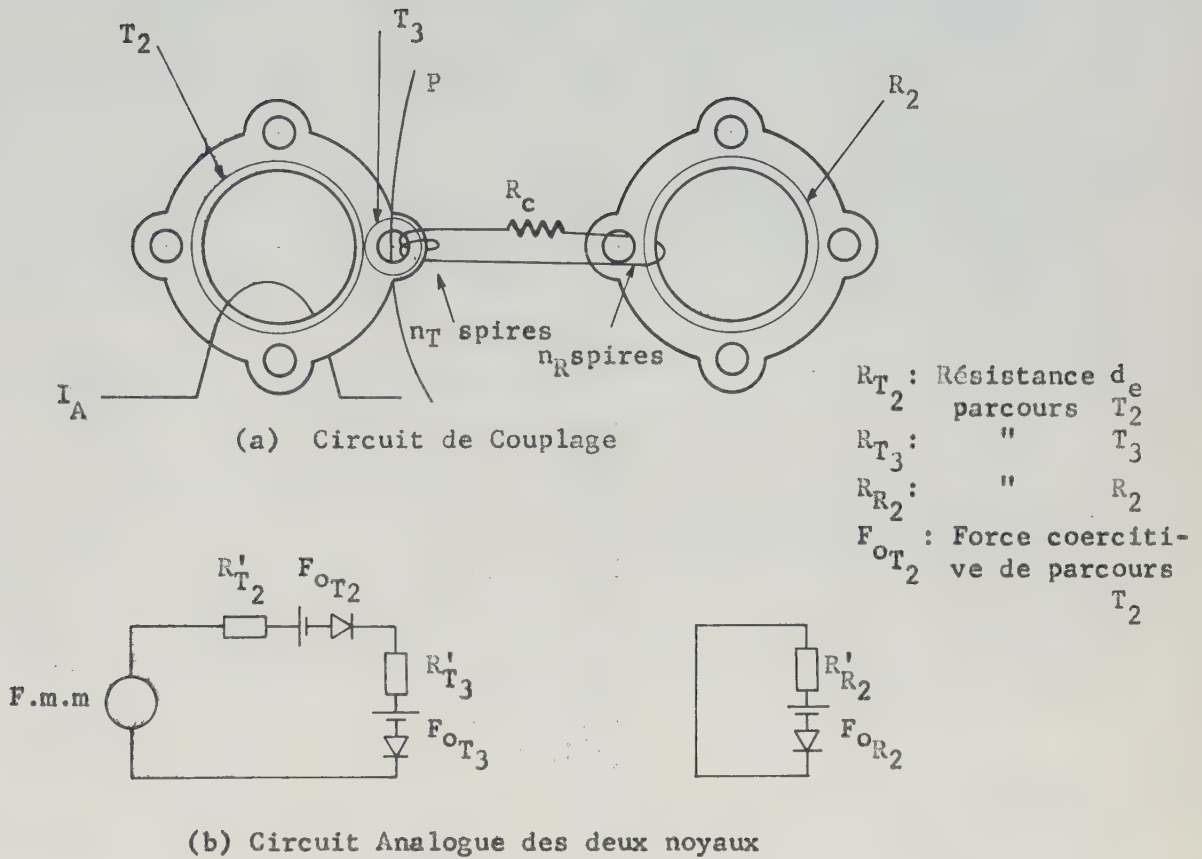


Figure 2.24

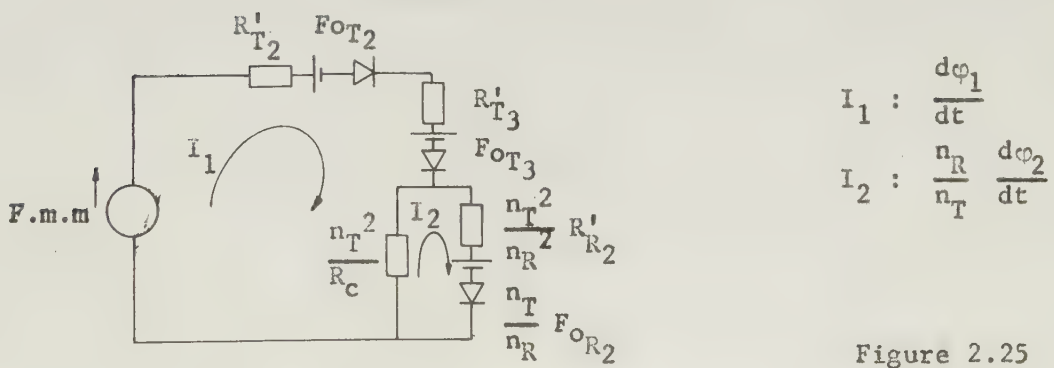


Figure 2.25

Circuit Analogue de Couplage

I_1 et I_2 sont respectivement le $\frac{d\phi}{dt}$ et $\frac{d\phi}{dt}$ corrigé par le rapport de entre les deux noyaux.

On considère le transfert de l'information entre deux de ces noyaux. Les résistances et les forces coercitives des noyaux transmetteurs et récepteurs sont donc égales. Le circuit équivalent est celui de la figure 2.25, où :

$$\begin{aligned} R_{T_2}' &= R_{R_2}' = R_2' = 2,5 \Omega' \\ R_{T_3}' &= R_3' = 0,62 \Omega' \\ F_{OT_2} &= F_{OR_2} = F_{O_2} = 0,32 \\ F_{OT_3}' &= F_{O_3}' = 0,08 \\ n_T &= 2 \\ n_R &= 1 \\ R_c &= 3,0 \text{ At} \end{aligned}$$

Equations de Transmission

(2.28)

$$(1) \quad F - (F_{O_2} + F_{O_3}) = (R_2' + R_3')I_1 + \frac{n_T^2}{R_c} I_1^2 - \frac{n_T}{R_c} I_2$$

$$(2) \quad - \frac{n_T}{n_R} F_{O_2} = - \frac{n_T^2}{R_c} I_1 + \frac{n_T^2}{n_R^2} R_2 I_2 + \frac{n_T}{R_c} I_2$$

En substituant les valeurs ci-dessus dans l'équation .:

$$3,0 - 0,4 = (3,12 + \frac{4}{0,2}) I_1 - \frac{4}{0,2} I_2 \quad (1)$$

$$- 2 \times 0,32 = \frac{4}{0,2} I_2 + (10 + \frac{4}{0,2}) I_2 \quad (2)$$

$$2,6 = 23,12 I_1 - 20 I_2$$

en multipliant (2) par $\frac{23,12}{20}$

$$- 0,75 = - 23,12 I_1 + 35 I_2$$

$$\text{donc} \quad 1,85 = 15 I_2$$

$$I_2 = .123 \quad \frac{d\phi_2}{dt} = .246$$

$$I_1 = .218 \quad \frac{d\phi_1}{dt} = .218$$

$$\text{Gain} = \frac{.246}{.218} = 1,13.$$

Ce chiffre de gain n'est valable que pour des impulsions de F.m.m de temps de montée assez lent. Une impulsion de temps de montée rapide ajouterait l'effet de flux élastique, qui devient considérable pour des temps de l'ordre de 0,2 à 0,5 μ /sec.

2-7 - TRANSMISSION DANS LE SENS INVERSE

Lorsqu'un transfluxor est réenclenché pour transmettre son information au transfluxor suivant, le flux commuté couple non seulement le bobinage de transmission, mais aussi celui de réception. Dans le cas des circuits comprenant plusieurs transfluxors en série, par exemple un registre à décalage, la commutation du flux va donc induire un courant parasite dans le couplage de réception. Ce courant tend à commuter partiellement le flux du transfluxor qui précède (fig. 2.26). Ce flux parasite peut être amplifié par le gain jusqu'à donner de fausses informations. Il est nécessaire de trouver un moyen d'empêcher cette transmission inverse.

Le circuit analogue de trois noyaux couplés en série, couplés en série est montré par la figure 2.27. Les noyaux 2 et 3 sont considérés respectivement comme transmetteur et récepteur. Pendant la phase de transmission, il y a une impulsion de réenclenchement sur A_2 mais aucune sur A_1 . Le circuit analogue a trois mailles représentant les deux circuits de couplage ainsi que le noyau transmetteur. Les trois équations de fonctionnement sont notées ci-dessous.

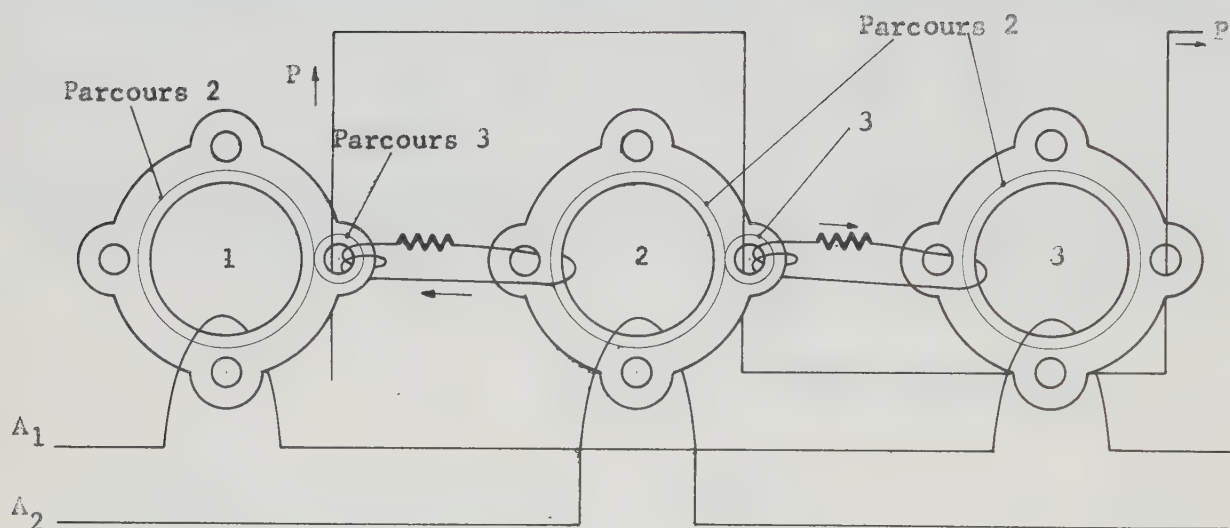


Figure 2.26

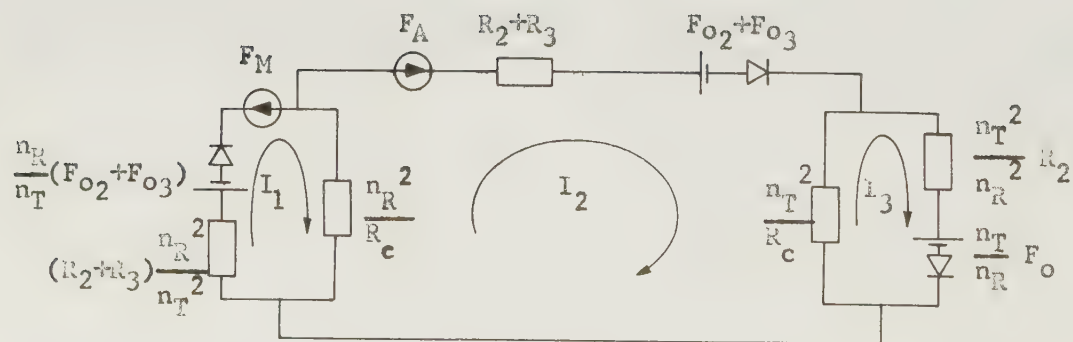


Figure 2.27

F_M : F.m.m de maintien
 R_2 : résistance de
 parcours 2
 R_3 : " " 3
 R_c : " couplage

Circuit Equivalent

Equations de Fonctionnement

(2.29)

$$\begin{aligned}
 (1) \quad & -\frac{n_R}{n_T} F_M - (F_{O_2} + F_{O_3}) \frac{n_R}{n_T} + F_P \frac{n_R}{n_T} = I_1 \frac{n_R^2}{n_T^2} (R_2 + R_3) + I_1 \frac{n_R^2}{R_c} - I_2 \frac{n_R^2}{R_c} \\
 (2) \quad & F_a + F_p - (F_{O_2} + F_{O_3}) = -I_1 \frac{n_R^2}{R_c} + I_2 \left(\frac{n_R^2}{R_c} + R_2 + R_3 + \frac{n_T^2}{R_c} \right) - I_3 \frac{n_T^3}{R_c} \\
 (3) \quad & -\frac{n_T}{n_R} F_{O_2} + \frac{n_T}{n_R} F_P = -I_2 \frac{n_T^2}{R_c} + I_3 \left(\frac{n_T^2}{R_c} + \frac{n_T^2}{n_R^2} \right)
 \end{aligned}$$

On a ajouté ici l'effet d'un F.m.m de positionnement (F_p) dans les équations. Cette F.m.m est appliquée par un courant constant et va donc figurer dans la phase de réenclenchement ainsi que celle du positionnement (paragraphe 2.8)

Exemple :

$$\begin{aligned}
 R_c &= 0,4 & R_2 &= 2,5 \Omega' \\
 \text{F.m.m} &= 3,0 \text{ At} & R_3 &= 0,62 \Omega' \\
 F_M &= 0 \\
 F_P &= 0.150 \text{ m/At} \\
 F_{O_2} &= .32 \\
 F_{O_3} &= .08
 \end{aligned}$$

$$\begin{aligned}
 (1) \quad & -.125 = I_1 \left(\frac{3,12}{4} + 2,5 \right) - I_2 \quad 2,5 \\
 (2) \quad & 2,75 = -I_1 \quad 2,5 \quad + I_2 \quad 15,62 \quad - I_3 \quad 10 \\
 (3) \quad & -.34 = \quad \quad \quad - I_2 \quad 10 \quad \quad - I_3 \quad 20
 \end{aligned}$$

En multipliant (3) par 1/2

$$\begin{aligned}
 (3) \quad & -.17 = \quad \quad \quad - I_2 \quad 5 \quad \quad + I_3 \quad 10 \\
 (2) + (3) & = (4) \quad 2,58 = -I_1 \quad 2,5 + I_2 \quad 10,62
 \end{aligned}$$

En multipliant (1) par $\frac{2,5}{3,28}$

$$\begin{aligned}
 (1) \quad & -.095 = I_1 \quad 2,5 \quad \quad - I_2 \quad 1,9 \\
 (1)+(4) \quad & 2,48 = \quad \quad \quad 8,72 I_2
 \end{aligned}$$

.../...

$$I_2 = .284 \quad \frac{d\phi_2}{dt} = .284$$

$$I_1 = \frac{.44}{2.5} = .175 \quad \frac{d\phi_1}{dt} = .067$$

$$\text{Gain Parasite} = .326$$

$$I_3 = \frac{2.5}{20} = .125 \quad \frac{d\phi_3}{dt} = .25$$

$$\text{Gain} = .88$$

Ce calcul montre que, même avec une résistance de couplage qui donne un gain inférieur à 1, le flux parasite reste trop important pour permettre un bon fonctionnement. Une augmentation de la résistance ne suffit donc pas à éliminer ce courant parasite. La meilleure solution est de faire passer un courant de maintien dans les trous de sortie des noyaux en appliquant une F.m.m supérieure et opposée à celle dûe au courant parasite. Pour ce courant, qui n'est nécessaire qu'au moment de la transmission, on peut employer le retour des impulsions d'avance avec un enroulement approprié. La figure 2.28 indique les bobinages de maintien dans un registre à décalage.

Donc le courant représente la somme des courants de réenclenchement.

L'information à transmettre étant dans le tore 2, le courant va donc agir à la fois sur les tores 1, 2 et 3. Son action sur le tore 1 sera d'empêcher le retour d'information. Sur le tore 2, il agit dans le même sens que le courant de réenclenchement et aide la transmission. Son action sur le tore 3 est négligeable car il ne couple pas le parcours à commuter.

- Exemple de calcul du nombre de spires de maintien -

Pour calculer la F.m.m de maintien, on met $I_1 = 0$ dans l'équation de fonctionnement 2.29(1) (2)

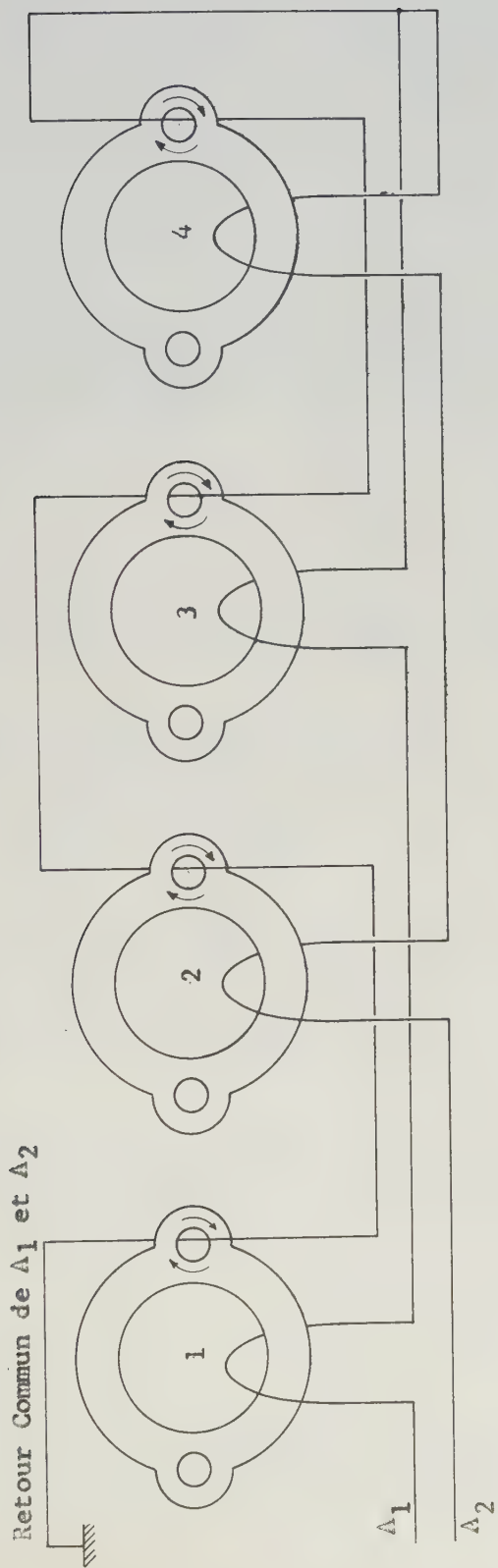
$$\text{Donc } F_p \frac{R_R}{n_T} - \frac{n_R}{n_T} F_m - \frac{n_R}{n_T} (F_{o2} + F_{o3}) = - I_2 \frac{n_R^2}{R_c}$$

$$(2) \quad 2,75 = 15,62 I_2 - 10 I_3$$

$$- .34 = - 10 I_2 + 20 I_3$$

$$(3) \quad \times \frac{10}{20} - .32 = - 5 I_2 + 10 I_3$$

$$\text{donc } I_2 = \frac{2,43}{10,62}$$



(a) Les circuits d'Avance et de Maintien d'un Registre à Décalage

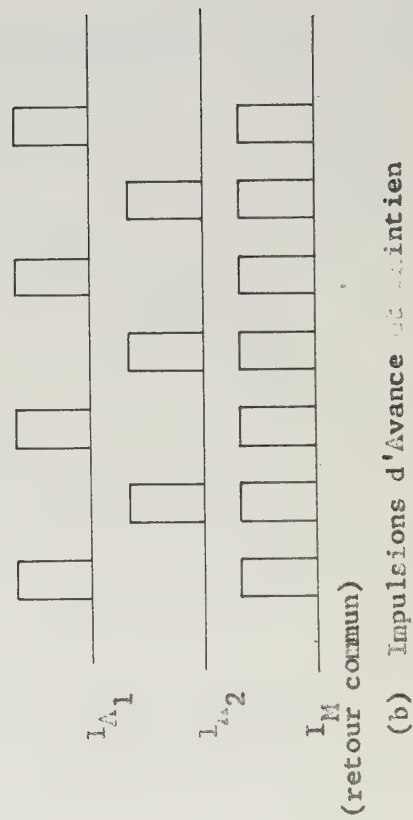


Figure 2.28

$$= .228 \quad \frac{d\phi_2}{dt} = .228$$

$$\text{Gain} = .85$$

$$I_3 = .097 \quad \frac{d\phi_3}{dt} = .194$$

$$.075 + \frac{1}{2} F_M + .125 = .228 \times 2,5 = \text{At } .570$$

$$F_n = .965 \text{ At.}$$

Dans ce cas, un courant de maintien de .965 At serait suffisant. Il faut se rappeler que ce courant agit dans le même sens que le courant de réenclenchement et en même temps. La F.m.m de réenclenchement devient donc la somme des F.m.m due au courant dans les spires de réenclenchement et de maintien.

2-8 - COURANT DE POSITIONNEMENT

Le courant de positionnement sert à inverser le flux autour du trou de sortie lorsqu'il y a eu "écriture".

Pour éviter que le courant de positionnement mette l'information "1" dans le noyau, la force magnétomotrice due à ce courant doit être plus petite que le champ coercitif du parcours ℓ_2 autour du grand trou. Il est donc défini par deux limites correspondant aux champs coercitifs des deux parcours ℓ_2 et ℓ_3 (fig. 2.28).

L'enroulement de positionnement peut être bobiné de deux manières : soit une spire autour du bras de sortie, soit en 8, c'est-à-dire une spire autour du bras de sortie et une deuxième autour du bras commun entre les parcours 2 et 3. Les deux configurations sont représentées par les figures 2.28a et b, ainsi que les circuits analogues de positionnement correspondants.

La limite supérieure du courant de positionnement est définie dans le cas du noyau à trois trous représenté par la figure 2.28a, par la somme des champs coercitifs des parcours 2 et 3. La vitesse de commutation est donnée par la relation

$$\frac{d\phi}{dt} = \frac{1}{R_{TP}} (P_3 - F_{o2}) \quad (2.28)$$

Dans le cas représenté par la figure 2.28b, il y a deux forces magnétomotrices de positionnement, P_2 et P_3 . Cependant, P_2 est dans un bras qui est déjà saturé dans le même sens que sa F.m.m et ne tend pas à inverser le flux du parcours ℓ_2 .

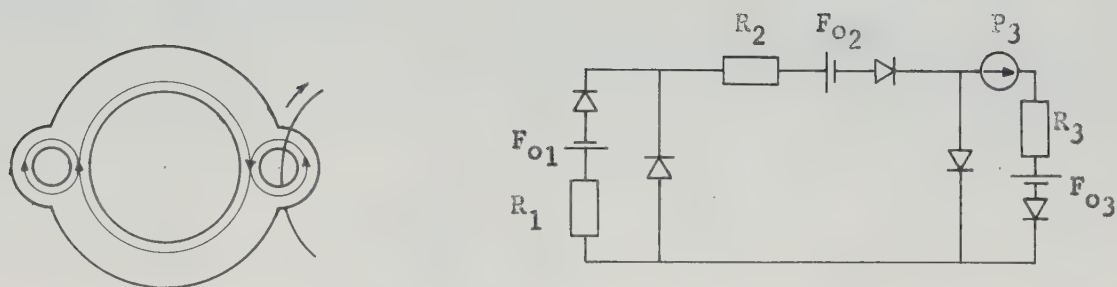


Figure 2.29 a

Enroulement de Positionnement et son Circuit Analogue

Un spire de positionnement

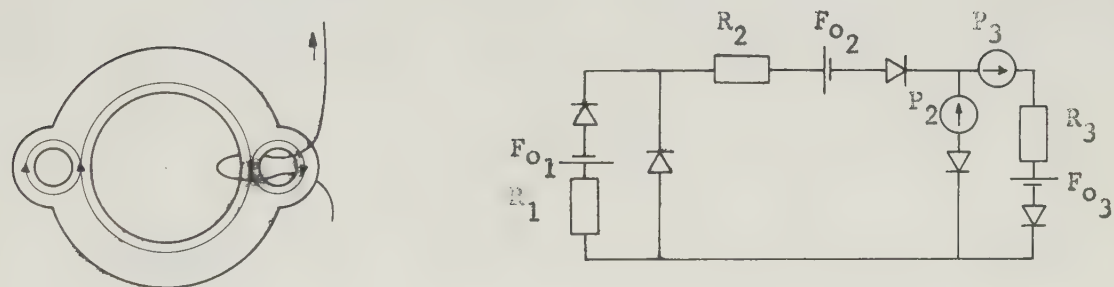


Figure 2.29 b

Deux spires en 8

Les deux circuits analogues montrent les noyaux dans leur état bloqué

Donc, la limite supérieure du courant de positionnement n'intervient que pour la F.m.m P_3 , comme dans le cas précédent. La vitesse de commutation est donnée par la relation :

$$\frac{d\phi}{dt} = \frac{1}{R_T} (P_2 + P_3 - F_{o2}) \quad (2.29)$$

Le bobinage en 8 étend beaucoup la plage de fonctionnement par rapport au bobinage d'une seule spire.

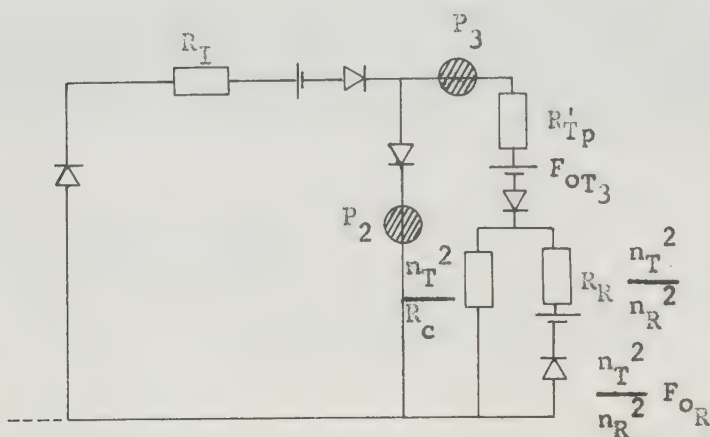


Figure 2.29

Circuit de Positionnement : Tore chargé

Positionnement d'un Transfluxor chargé par un deuxième Transfluxor

L'introduction d'une charge ne modifie pas les limites de fonctionnement du courant, mais ralentit considérablement la vitesse de commutation. Le circuit équivalent est montré ci-dessous (fig. 2.29). Le noyau récepteur étant déjà saturé dans le sens de la force magnéto-motrice de positionnement, la charge se réduit à la résistance de couplage.

L'équation de positionnement est donc la suivante, dans le cas du bobinage en 8 :

$$P_2 + P_3 - F_{o2} = \left(R_3 + \frac{n_T^2}{R_c} \right) \frac{d\phi}{dt} \quad (2.30)$$

Temps de positionnement (ΔT)

$$\Delta T = \frac{\left(R_3 + \frac{n_T^2}{R_c} \right) \Delta \phi}{P_2 + P_3 - F_{o3}} \quad (2.31)$$

P_2 : F.m.m dûe aux enroulements autour du bras commun

P_3 : F.m.m dûe aux enroulements autour du bras indépendant

$\Delta\phi$: Changement de flux de $-B_r$ à $+B_r$

Limites : $P_2 < F_{o2} > P_3$
 $P_2 + P_3 > F_{o3}$

Dans le cas où il n'y a qu'un seul tour, $P_2 = 0$ et 2.31 devient donc :

$$\Delta T = \frac{(R_3 + \frac{n_T^2}{R_c})}{P_3 - F_{o3}} \Delta\phi$$

Exemples :

$$\begin{aligned} R_c &= 0,2 \\ R_3 &= 0,62 \\ \Delta\phi &= 0,50 \times 10^{-6} \text{ webers} \\ n_T &= 2 \\ P_2 = P_3 &= .150 \\ F_{o3} &= .08 \end{aligned}$$

$$\begin{aligned} \Delta T &= \frac{0,62 + 20}{.300 - .080} \times .50 \times 10^{-6} \\ &= 47 \mu/\text{sec}. \end{aligned}$$

Cet exemple nous permet de tirer la conclusion que le temps de positionnement dépend fortement de la résistance de couplage. Si le noyau n'avait pas de charge, son temps de positionnement serait de l'ordre de $2 \mu/\text{sec}$. Il faut donc réaliser le dimensionnement de ce courant et de la résistance de couplage R_c en même temps que le calcul du gain et le dimensionnement du courant de réenclenchement.

Il faut faire une réserve à propos de ce calcul idéalisé : il ne met pas en relief un aspect important de l'influence du courant de positionnement. En effet, lorsqu'on applique un fort courant de positionnement, on déplace le point de rémanence de flux sur le cycle d'hystérésis suffisamment pour augmenter le $\Delta\phi$ et ainsi provoquer un niveau de bruit gênant pour le bon fonctionnement du système.

Le paragraphe 2.14.2 discute ce problème en détail.

2-9 - PROGRAMME

Les calculs d'un courant de transmission sont très faciles et peuvent être effectués à la main assez rapidement, mais si on veut étudier la variation de gain par rapport aux variations des paramètres du circuit, il faut répéter ce calcul de nombreuses fois. C'est pourquoi un programme écrit en FORTRAN a été mis au point pour effectuer ce calcul en faisant varier tous les paramètres (cf paragraphe 2-10-3).

2-9-1 - Equations de transmission

Le circuit de transmission considéré est celui représenté par la figure 2.27. On rappelle les équations 2.29, où F_M est dimensionné pour rendre nul I_1 .

$$F_M + F_A - F_{O_2} - F_{O_3} - F_p = + I_2 \left(\frac{n_R^2}{R_c} + R_2 + R_3 + \frac{n_T^2}{R_c} \right) - I_3 \frac{n_T^2}{R_c}$$

$$F_p - \frac{n_T}{n_R} F_O = - I_2 \frac{n_T^2}{R_c} + I_3 \left(\frac{n_T^2}{R_c} + \frac{n_T^2}{n_R^2} R_2 \right)$$

Simplifions les Equations :

$$F_1 = F_A + F_M - F_{O_2} - F_{O_3} - F_p$$

F_p : F.m.m de Positionnement

F_1 : F.m.m résultant de Réenclenchement

$$F_2 = F_p - F_O$$

F_2 : Résultant de la force coercitive du noyau récepteur

$$a = \frac{n_T}{n_R}$$

$$R_a = R_2 + R_3$$

R_a : Résistance de Commutation du noyau transmetteur

$$R_b = R_2$$

R_b : Résistance de Commutation du noyau récepteur.

$$(1) \quad F_1 = I_2 \left(R_a + \frac{1}{R_c} (n_T^2 + n_R^2) \right) - I_3 \frac{n_T^2}{R_c}$$

$$(2) \quad -aF_2 = -I_2 \frac{n_T^2}{R_c} + I_3 \left(\frac{n_T^2}{R_c} + a^2 R_b \right)$$

.../...

$$(1) \quad I_3 = I_2 \frac{R_c}{n_T^2} \left(R_a + \frac{n_T^2}{R_c} + \frac{n_R^2}{R_c} \right) - \frac{F_1 R_c}{n_T^2}$$

$$= I_2 \left(\frac{R_a R_c}{n_T^2} + \frac{n_R^2}{n_T^2} + 1 \right) - \frac{F_1 R_c}{n_T^2}$$

$$(2) \quad -aF_2 = -\frac{I_2 n_T^2}{R_c} + \left(\frac{n_T^2}{R_c} + a^2 R_b \right) \left[\left(\frac{R_a R_c}{n_T^2} + \frac{n_R^2}{n_T^2} + 1 \right) I_2 - \frac{F_1 R_c}{n_T^2} \right]$$

$$= + I_2 R_a + \frac{I_2 n_R^2}{R_c} - F_1 - F_1 \frac{R_b R_c}{n_R}$$

$$+ I_2 \frac{R_a R_b R_c}{n_R} + I_2 R_b + a^2 R_b I_2$$

$$-aF_2 + F_1 + F_1 \frac{R_b R_c}{n_R} = I_2 \frac{(R_a R_c n_R^2 + n_R^4 + R_a R_b R_c^2 + R_b R_c n_R^2 + R_b R_c n_T^2)}{R_c n_R^2}$$

$$I_2 = \frac{F_1 R_c n_R^2 + F_1 R_b R_c^2 - F_2 R_c n_R n_T}{R_a R_c n_R^2 + n_R^4 + R_a R_b R_c^2 + R_b R_c n_R^2 + R_b R_c n_T^2}$$

$$I_2 = \frac{F_1 R_c n_R^2 + F_1 R_b R_c^2 - F_2 R_c n_R n_T}{R_a R_c n_R^2 + R_a R_b R_c^2 + R_b R_c n_R^2 + R_b R_c n_T^2 + n_R^4}$$

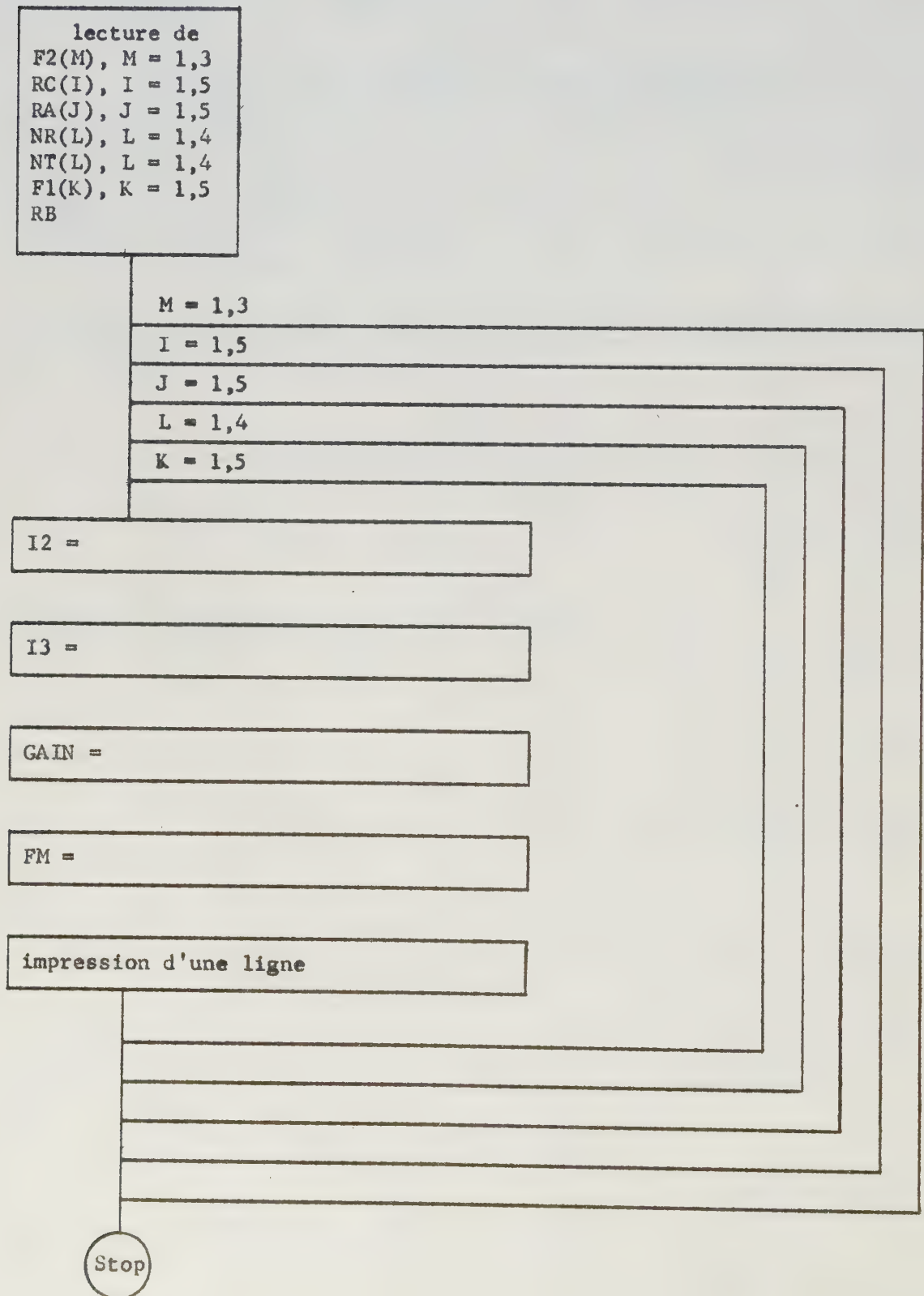
$$I_3 = \frac{I_2 (R_a R_c + n_R^2 + n_T^2) - F_1 R_c}{n_T^2}$$

$$\text{GAIN} = \frac{n_T I_3}{n_R I_2}$$

$$F_M = I_2 \frac{n_T n_R}{R_c}$$

.../...

2-9-2 - ORGANIGRAMME



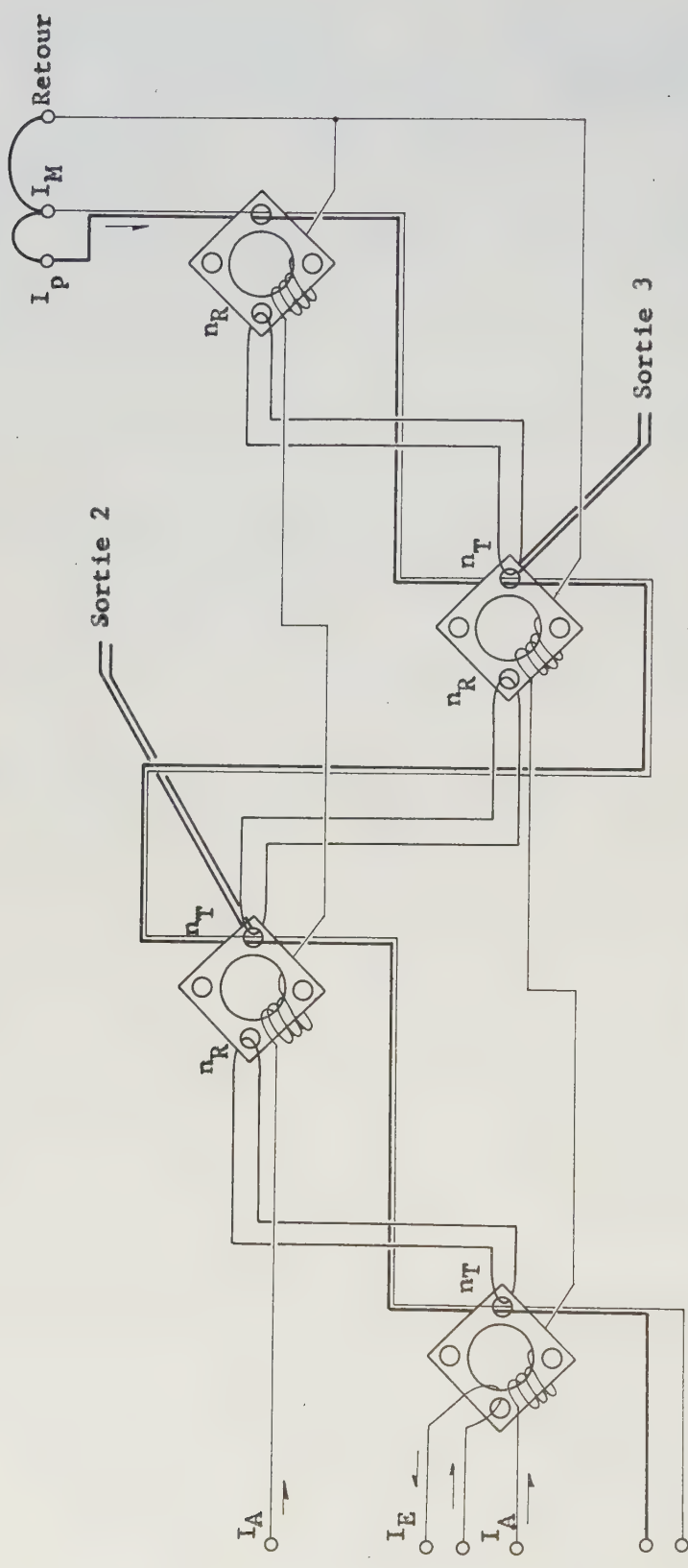
2-9-3 - Programme FORTRAN

```

PROGRAM MAD (INPUT,OUTPUT)
DIMENSION RC(5),RA(5),F1(5),NR(4),NT(4),F2(3)
REAL NT,NR
READ1,(RC(I),I=1,5)
READ1,(RA(J),J=1,5)
READ1,(F1(K),K=1,5)
READ2,(NR(L),L=1,4)
READ2,(NT(L),L=1,4)
READ3,(F2(M),M=1,3)
READ4,RB
1 FORMAT(5(F5,2))
2 FORMAT(4(1X,F2,0))
3 FORMAT(3(1X,F4,2))
4 FORMAT(F4,2)
DO5 M=1,3
DOT I=1,5
RBC2=RB*RC(I)**2
RBC=RB*RC(I)
DO7 J=1,5
RCA=RA(J)*RC(I)
RABC2=RBC2*RA(J)
DO8 L=1,4
PRINT10
10 FORMAT(1H0,10X,7H F2 ,4X,7H RC ,4X,7H RA ,4X,7H NR ,
14X,7H NT ,4X,7H F1 ,4X,7H I2 ,4X,7H I3 ,4X,7H GAIN ,4
2X,7H FM )
DO9 K=1,5
F1RBRC=F1(K)*RBC2
X=F1(K)*RC(I)
NR2=NR(L)**2
Y=(X*NR2)+F1RBRC
Z=F2(M)*RC(I)
A=NR(L)*NT(L)
B=Z*A
DI2=Y-B
C=RCA*NR2+RABC2
D=NR2+NT(L)**2
E=RBC*D
F=C+E+NR(L)**4
AI2=DI2/F
P=(RCA+NR2+NT(L)**2)/NT(L)**2
AI3=AI2*P-(F1(K)*RC(I))/NT(L)**2
GAIN=(NT(L)/NR(L))*(AI3/AI2)
FM=(AI2/RC(I))*(NT(L)*NR(L))
PRINT20,F2(M),RC(I),RA(J),NR(L),NT(L),F1(K),AI2,AI3,GAIN,FM
20 FORMAT(1H0,10X,10(F7,3,4X))
9 CONTINUE
8 CONTINUE
7 CONTINUE
6 CONTINUE
5 CONTINUE
STOP
END

```

MAQUETTE POUR MESURER LE GAIN



Courants :
 Avance 1 & 2 variable
 Positionnement 120 ma

Résistance
 R_c - Variable
 0,1
 0,2
 0,4

Bobinages - n° de spires
 Avance 3 spires
 Maintien 2 "
 Transmetteur variable 2 3 3
 Récepteur variable 1 2 1

Figure 2.30

2-9-4 - La Maquette

La figure 2.30 représente le schéma de la maquette construite pour vérifier l'exactitude des courbes théoriques tracées d'après les résultats du programme ci-dessus. Ce schéma était réalisé de la manière suivante : l'impédance d'entrée du noyau transmetteur (noyau 2) est constituée par un autre noyau (noyau 1) et de même l'impédance de sortie du noyau récepteur est constituée par un noyau (noyau 4).

2-9-5 - Résultats Expérimentaux

Pour trouver la valeur maximale du gain, il fallait faire varier l'amplitude de l'impulsion à l'entrée du noyau 1 jusqu'à atteindre le seuil de saturation du noyau 3. La figure 2.31 montre une courbe typique de variation du gain en fonction de la quantité du flux commuté dans le noyau transmetteur ($\Delta\varphi_2$). Le point A correspond au gain lorsque le noyau récepteur est à son seuil de saturation. A partir de ce point, une augmentation du $\Delta\varphi_2$ ne peut plus produire une augmentation de flux dans le noyau récepteur, parce que ce dernier est saturé. Le point d'intérêt pour comparer les caractéristiques de différents circuits est donc ce point A, qui permet une comparaison des gains maximaux des circuits.

Les résultats sont consignés dans les tableaux 2.1, 2.2 et 2.3 dans la colonne "gain mesuré". Le " $\Delta\varphi$ " de la colonne voisine représente le changement de flux du transfluxor transmetteur. Les résultats calculés utilisant le modèle rectangulaire sont consignés dans la colonne "Flux calculé (rect.)", tandis que ceux calculés avec le modèle circulaire sont donnés dans la colonne "Gain calculé (circ.)". Toutes ces valeurs ont été calculées pour un changement de flux correspondant à celui du gain mesuré.

TABLEAU 2.1

R _c	F _{mm}	Gain mesuré	$\Delta\theta$	Gain calculé Rect.	Gain calculé Circ.
0,1	1,5	1,35	70	1,05	1,0
	2,0	1,40	70	1,20	1,1
	3,0	1,50	60	1,35	1,15
	4,0	1,55	65	1,42	1,25
0,2	1,5	1,0	75	0,75	0,5
	2,0	1,15	85	0,93	0,75
	3,0	1,20	80	1,01	0,95
	4,0	1,3	75	1,15	1,00
0,3	1,5	0,46	60	0,41	0,10
	2,0	0,82	85	0,74	0,45
	3,0	1,05	85	0,89	0,7
	4,0	1,08	80	0,96	0,8
0,4	1,5	0,50	50	0,26	.15
	2,0	0,50	70	0,60	.20
	3,0	0,77	85	0,75	.50
	4,0	0,90	95	0,82	.60

GAIN en fonction de R_c et F_{mm}

Rapport de spires $\frac{n_T}{n_R} = \frac{2}{1}$

.../...

TABLEAU 2.2

Rc	Fmm	Gain mesuré	$\Delta\varphi$	Rect. Gain calculé	Circ. Gain calculé
0,1	1,5	1,0	75 %	1,2	1,00
	2,0	1,32	60	1,6	1,34
	3,0	1,7	50	2,0	1,54
	4,0	1,9	45	2,1	1,70
0,2	1,5	0,9	50 %	0,7	.50
	2,0	1,3	65	1,18	.75
	3,0	1,43	70	1,52	1,10
	4,0	1,7	60	1,67	1,25
0,3	1,5	0,55	55 %	0,42	.40
	2,0	1,0	80	0,99	.50
	3,0	1,33	75	1,3	.90
	4,0	1,38	75	1,4	1,0
0,4	1,5	0,37	40 %	0,25	.75
	2,0	0,74	55	0,66	.50
	3,0	1,17	85	1,08	.65
	4,0	1,25	80	1,20	.85

GAIN en fonction de R_c et Fmm

Rapport de Spires $\frac{n_T}{n_R} = \frac{3}{1}$

.../...

TABLEAU 2.3

R_c	Fmm	Gain Mesuré	$\Delta\phi$	Gain calculé Rect.	Gain calculé Circ.
0,1	1,5	1,12	85	1,06	.85
	2,0	1,16	75	1,08	.90
	3,0	1,23	75	1,25	1,0
	4,0	1,32	85	1,30	1,0
0,2	1,5	1,12	85	0,95	.50
	2,0	1,15	82	1,10	.60
	3,0	1,19	80	1,22	.75
	4,0	1,23	75	1,25	.75
0,3	1,5	1,05	90	0,87	.25
	2,0	1,11	85	1,00	.40
	3,0	1,11	85	1,10	.50
	4,0	1,19	80	1,15	.60
0,4	1,5	1,02	90	0,80	.10
	2,0	1,11	85	0,92	.25
	3,0	1,13	85	1,03	.35
	4,0	1,15	80	1,08	.45

GAIN en fonction de R_c et Fmm

$$\frac{n_T}{n_R} = \frac{3}{2}$$

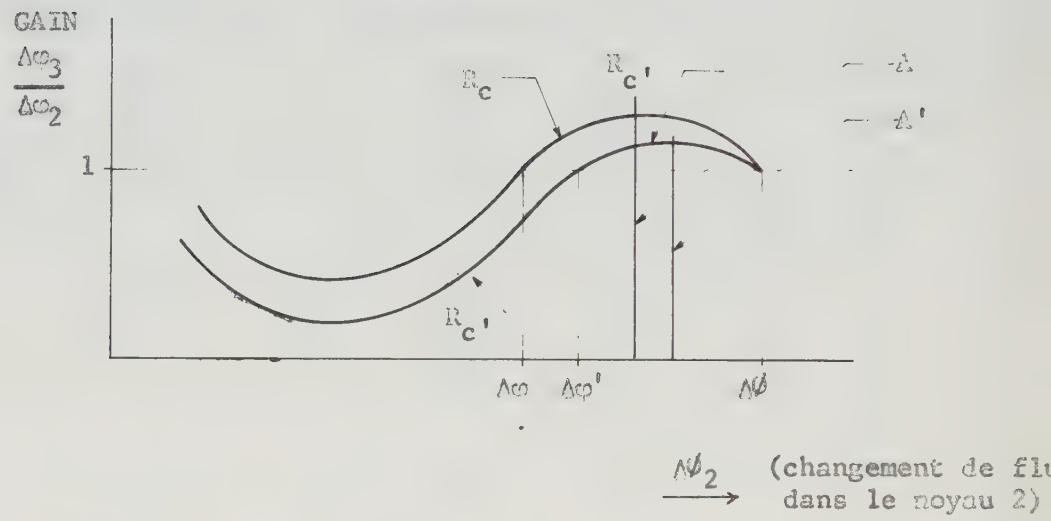


Figure 2.31

Courbes typiques de gain en fonction de changement de flux dans le noyau transmetteur.

GRAPHIQUE 2:1

GAIN en fonction de F_{TM} et R_c : $\frac{n_T}{n_R} = \frac{3}{1}$

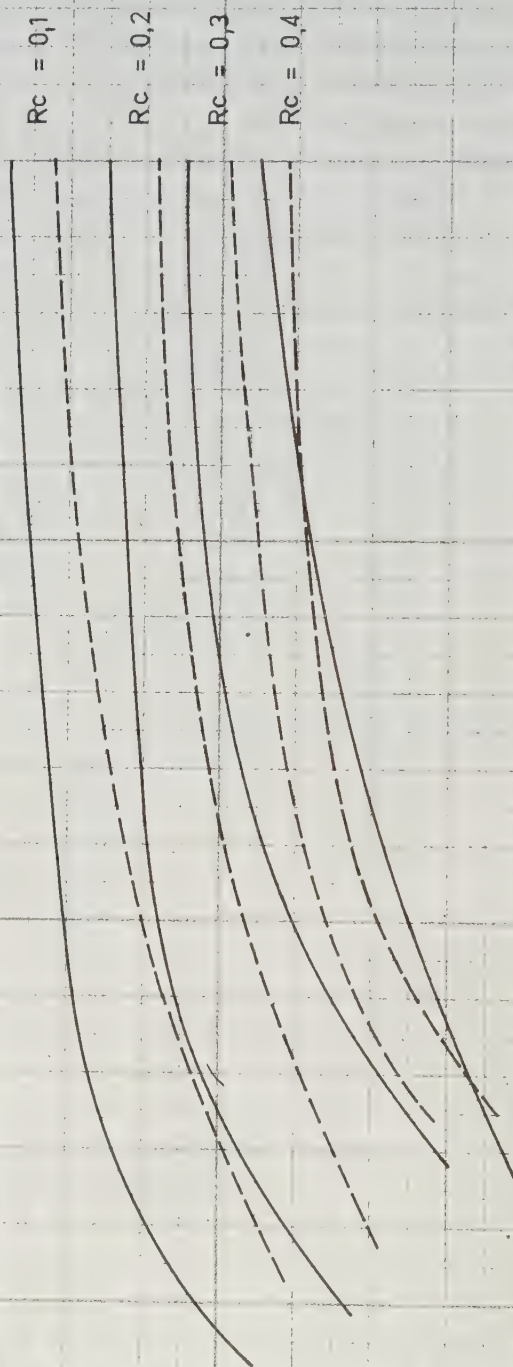
Résultats : calculés (rect) :
Expérimentaux :



GRAPHIQUE 2:2

GAIN en fonction de $F_{mm} : \frac{n_T}{n_R} = \frac{1}{2}$

Modèle rectangulaire : - - - - -
expérimentaux : —————



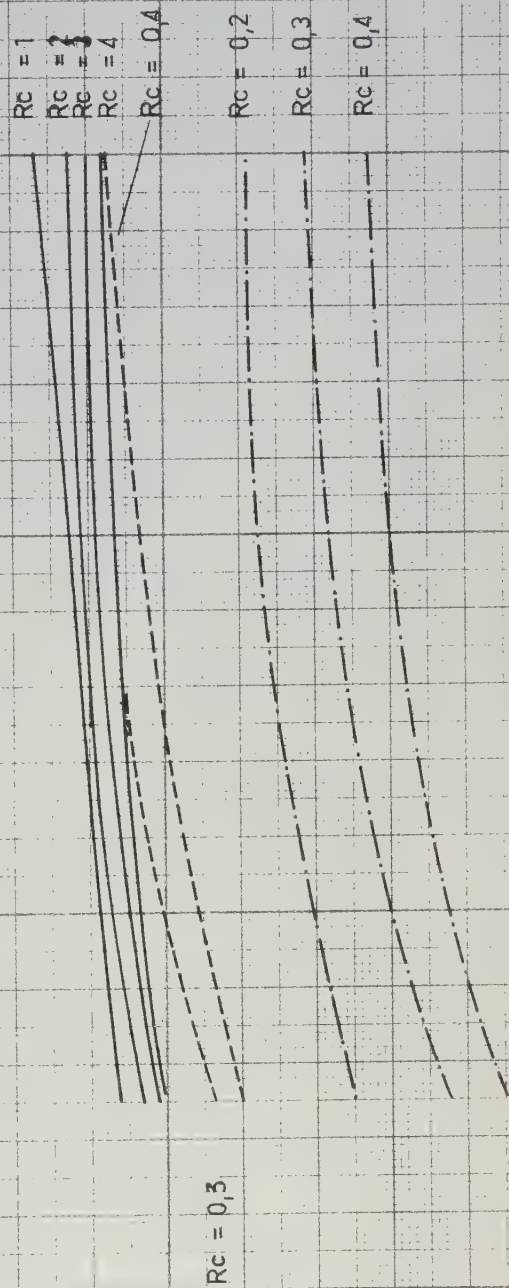
GRAPHIQUE 2.3

GAIN en fonction de F_{mm} et R_c : $\frac{n_T}{n_R} = \frac{3}{2}$

Résultats : Expérimentaux

Calculés (rect)

calculés (circ)



2-10 - MODELE CIRCULAIRE

Nous rappelons l'expression mathématique du modèle circulaire :

$$\frac{d\varphi}{dt} = (F - F_0) \tau \sqrt{\left(\frac{2\varphi}{\varphi_m} - \frac{\varphi^2}{\varphi_m^2}\right)}$$

φ_m = flux rémanent (φ maximum pour une boucle rectangulaire idéal)

φ = niveau du flux

F = champ appliqué

F_0 = champ critique

τ = constante de matériau.

Une comparaison de cette équation avec le modèle rectangulaire ci-dessous nous montre la façon d'établir la valeur de : τ

$$\frac{d\varphi}{dt} = \frac{1}{R'} (F - F_0)$$

Nous rappelons que la valeur de R' du modèle rectangulaire s'exprime en fonction du temps de commutation τ_p , (temps écoulé entre l'application de la force magnétomotrice et le moment où l'impulsion atteint sa tension maximale). L'amplitude de l'impulsion du modèle rectangulaire est donc effectivement égale à l'amplitude maximale de l'impulsion réelle.

En adoptant la même constante de matériau pour le modèle circulaire, on a donc une impulsion ayant la même amplitude que l'impulsion réelle, et, en résolvant pour $\varphi - \varphi_m$, le même temps de commutation.

L'équation devient donc :

$$\frac{d\varphi}{dt} = (F - F_0) \frac{1}{R'} \sqrt{\frac{2\varphi}{\varphi_m} - \frac{\varphi^2}{\varphi_m^2}} \quad 2.33$$

Pour simplifier les équations de transmission, on écrit

$$\frac{\varphi_T}{\varphi_m} = x \quad \text{pour le transfluxor transmetteur}$$

et
$$\frac{\varphi_R}{\varphi_m} = y \quad \text{pour le transfluxor récepteur}$$

.../...

On divise 2.33 par φ_m , et en utilisant la nouvelle nomenclature

$$\frac{dx}{dt} = (F - F_o) \frac{1}{R_T \varphi_m} \sqrt{2x - x^2} \quad 2.34$$

Tore chargé d'un deuxième tore

L'équation de commutation du tore transmetteur avec une charge est :

$$\frac{dx}{dt} = (F - F_o - I_2 n_T) \frac{1}{\varphi_m R_T} \sqrt{2x - x^2} \quad 2.35$$

Mais, la charge est le tore R, donc

$$I_2 R_c = n_T \frac{d\varphi_T}{dt} - n_R \frac{d\varphi_R}{dt}$$

En divisant par $\varphi_m R_c$, et en posant $\frac{\varphi_R}{\varphi_m} = y$

$$\frac{I_2}{\varphi_m} = \frac{n_T}{R_c} \frac{dx}{dt} - \frac{n_R}{R_c} \frac{dy}{dt}$$

donc :

$$\frac{dx}{dt} = \left(\frac{F-F_o}{n_T \varphi_m} - \frac{n_T}{R_c} \frac{dx}{dt} + \frac{n_R}{R_c} \frac{dy}{dt} \right) \frac{n_T}{R_T} \sqrt{2x - x^2} \quad 2.36$$

ce qui peut s'écrire

$$\frac{R_T'}{n_T} \frac{dx}{\sqrt{2x - x^2}} + \frac{n_T}{R_c} dx = \frac{(F-F_o)}{n_T \varphi_m} dt + \frac{n_R}{R_c} dy$$

pour intégrer posons $u = x$

$$du = \frac{1}{2} \frac{dx}{\sqrt{x}}$$

$$\frac{R_T' dx}{n_T \sqrt{2x - x^2}} = \frac{2R_T'}{2n_T} \frac{dx}{\sqrt{x} \sqrt{2 - x}} = \frac{R_T' 2 du}{n_T \sqrt{2 - u^2}}$$

.../...

$$= \frac{2}{n_T} R_T' \arcsin \frac{u}{\sqrt{2}} = \frac{2}{n_T} R_T' \arcsin \sqrt{\frac{x}{2}}$$

done, en intégrant (4)

$$\frac{2R_T'}{n_T} \arcsin \sqrt{\frac{x}{2}} + \frac{n_T x}{R_c} = \frac{n_R y}{R_c} + \frac{(F-F_o)}{n_T \varphi_m} \quad 2.37$$

De la même façon

$$\begin{aligned} \frac{dy}{dt} &= (I_2 n_R - F_o) \varphi_m R_R \sqrt{2y - y^2} \\ &= \left(\frac{n_T}{R_c} \frac{dx}{dt} - \frac{n_R}{R_c} \frac{dy}{dt} - \frac{F_o}{\varphi_m n_R} \right) \frac{n_R}{R_R} \sqrt{2y - y^2} \end{aligned}$$

$$\frac{dy}{n_R \sqrt{R} \sqrt{2y - y^2}} + \frac{n_R}{R_c} \frac{dy}{dt} = \frac{n_T}{R_c} \frac{dx}{dt} - \frac{F_o}{\varphi_m n_R}$$

$$\frac{2R_R'}{n_R} \arcsin \sqrt{\frac{y}{2}} + \frac{n_R}{R_c} y = \frac{n_T}{R_c} x - \frac{F_o t}{\varphi_m n_R}$$

Les deux équations sont donc :

$$\frac{2R_T'}{n_T} \arcsin \sqrt{\frac{x}{2}} + \frac{n_T}{R_c} x = \frac{n_R}{R_c} y + \frac{(F - F_o)}{n_T \varphi_m} t \quad 2.37$$

$$\frac{2R_R'}{n_R} \arcsin \sqrt{\frac{y}{2}} + \frac{n_R}{R_c} y = \frac{n_T}{R_c} x - \frac{F_o t}{n_R \varphi_m} \quad 2.38$$

où

$$R_T = 3,1 ; 3,55 ; 4,0 ; 4,5 ; 5,0 ; 6,25 ; 12,5$$

$$R_R = 2,5$$

$$F_{oR} = 0,31 \text{ At}$$

$$F_{oT} = 0,40 \text{ At}$$

$$\varphi_m = 0,28 \text{ webers} \times 10^{-6}$$

$$R_c = 0,1 ; 0,2 ; 0,3 ; 0,4$$

$$n_T = 3 ; 2 ; 1,5$$

$$n_R = 1$$

Le programme est donné par le paragraphe 2.10.2

.../...

2-11 - PROGRAMME - MODELE CIRCULAIRE

Le calcul de la commutation de flux dans les deux tores est assez long, car il s'effectue en résolvant les équations de transmission par approximations successives. Il est donc nécessaire de faire le calcul à l'aide d'un ordinateur selon un programme présenté ci-après. La mise en forme de l'équation et l'organigramme permettant d'établir le programme du calculateur sont également indiqués ci-après.

Afin de comparer les résultats avec ceux du modèle rectangulaire (paragraphe 2.9) on a effectué les calculs pour les mêmes valeurs de paramètres de circuit. Les résultats sont consignés dans les mêmes tableaux 2.1 à 2.3, dans la colonne dont le titre est "Gain calculé, circ.". Les graphiques 2.3, 2.3b, 2.4 et 2.5 comparent ces résultats avec ceux calculés utilisant le modèle rectangulaire, et les résultats expérimentaux.

2-11-1 - Equations de Transmission

$$G \sin^{-1} \sqrt{\frac{x}{2}} + \frac{n_T x}{R_c} = \frac{y}{R} + \frac{3,6 F t}{n_T}$$

(pour simplifier on écrit "F" au lieu de $(F-F_0)$)

$$5,5 \sin^{-1} \sqrt{\frac{y}{2}} + \frac{y}{R_c} = \frac{n_T x}{R_c} - 1,1 t$$

On écrit les deux équations sous la forme suivante

$$\arcsin \sqrt{\frac{y}{2}} - y \left(\frac{1,1 n_T}{5,5 \times 3,6 F R_c} - \frac{1}{5,5 R_c} \right) = \frac{1,1 n_T}{5,5 \times 3,6 F} \left(G \arcsin \sqrt{\frac{x}{2}} + \frac{n_T x}{R_c} \left(\frac{1-3,6 F}{1,1 n_T} \right) \right)$$

$$\arcsin \sqrt{\frac{x}{2}} + x \left(\frac{n_T}{G R_c} - \frac{3,6 F n_T}{1,1 R_c G n_T} \right) = \frac{y}{G R_c} \left(\frac{1-3,6 F}{1,1 n_T} \right) - \frac{3,6 F \times 5,5}{1,1 n_T G} \arcsin \sqrt{\frac{y}{2}}$$

$$t = - \left(5,5 \arcsin \sqrt{\frac{y}{2}} + \frac{y}{R_c} - \frac{n_T x}{R_c} \right) \frac{1}{1,1}$$

où : n_T prend les valeurs : 3 ; 2 ; 1,5

R_c prend les valeurs : 0,1 ; 0,2 ; 0,3 ; 0,4

F prend les valeurs : 1,5 ; 2,0 ; 3,0 ; 4,0

.../...

G est le facteur de normalisation qui représente $\frac{1}{R}$, (l'inverse de la résistance de commutation). Il varie entre 6,2 et 25, ainsi représentant les pourcentages de commutation partielle ($\Delta\theta$) de 100 % à 25 % du tore transmetteur.

Dans l'organigramme et le programme les valeurs calculées sont les suivantes :

$$CY = \left(\frac{1,1 n_T}{5,5 \times 3,6 \times F \times R_c} - \frac{1}{5,5 R_c} \right)$$

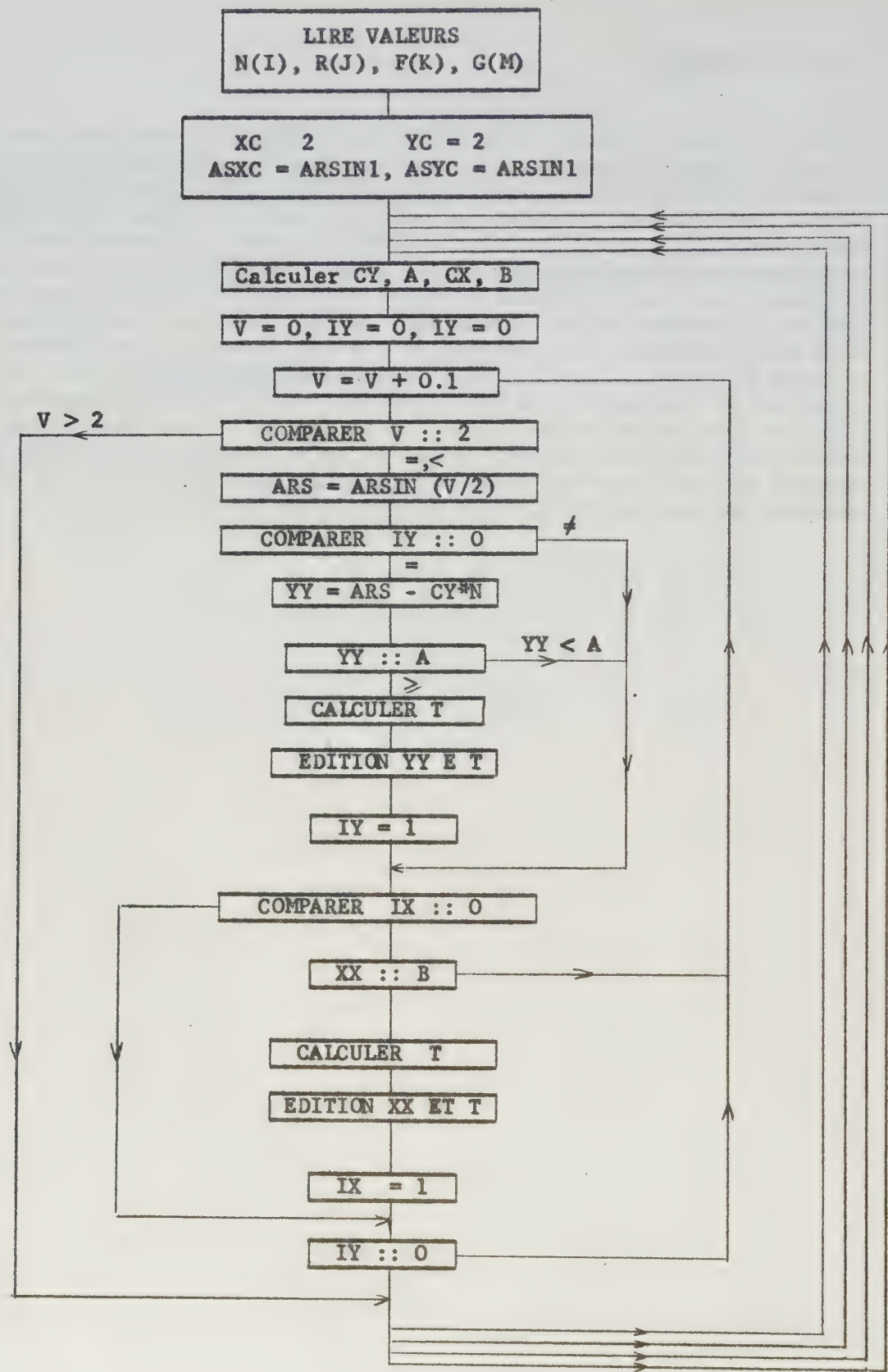
$$CX = \left(\frac{n_T}{GR_c} - \frac{3,6 F n_T}{1,1 R_c G n_T} \right)$$

$$A = - \left(G \arcsin \sqrt{\frac{x}{2}} + \frac{n_T x}{R_c} \left(1 - \frac{3,6 F}{1,1 n_T} \right) \right) \frac{a 1,1 n_T}{5,5 \times 3,6 F}$$

$$B = \frac{y}{GR_c} \left(1 - \frac{3,6 F}{1,1 n_T} \right) - \frac{3,6 F \times 5,5}{1,1 n_T G} \arcsin \sqrt{\frac{y}{2}}$$

2-11-2 - Résultats

Les tableaux 2.1, 2.2, 2.3 et 2.3bis comparent les résultats du modèle circulaire aux résultats expérimentaux et ceux du modèle rectangulaire. Les résultats du modèle rectangulaire sont assez exacts dans la plupart des cas. En revanche, le modèle circulaire donne de mauvais résultats. Les graphiques 2.2, 2.3 et 2.3bis montrent les grands écarts entre les résultats expérimentaux et ceux des calculs utilisant le modèle circulaire. En outre, les écarts varient d'un cas à l'autre, ce qui implique qu'un facteur de correction des paramètres des équations ne pourrait pas amener à de bons résultats. Les graphiques 2.4 et 2.5 donnent des écarts pour des courbes de gain en fonction de plusieurs paramètres de circuit. Compte tenu aussi de la complexité des calculs utilisant le modèle circulaire, on peut conclure que le modèle rectangulaire est beaucoup plus intéressant pour le calcul des circuits à transfluxors. La validité du circuit équivalent établie ici est donc confirmée par ces résultats. Les résultats sont discutés en plus de détail dans les conclusions.



```

PROGRAM FANC (INPUT,OUTPUT)
DIMENSION N(3),R(4),F(4),X(5),G(7)
REAL NT,N
YC=2.
ASYC=1.57
READ500,(N(I),I=1,3)
READ201,(R(J),J=1,4)
READ201,(F(K),K=1,4)
READ502,(G(M),M=1,7)
502 FORMAT(7(1X,F4.1))
500 FORMAT(3(1X,F4.2))
201 FORMAT(4(1X,F5.2))
DO5 M=1,7
DO1 I=1,3
NT=N(I)*1.11
DO2 J=1,4
RY=R(J)*5.0
RX=R(J)*G(M)
DO3 K=1,4
FT=F(K)*3.6
CPY=NT/(FT*RY)
CY=CPY-(1./RY)
CA=NT/(FT*5.0)
XC=2.
AXC=XC/2.
ASXC=ASIN(AXC)
CA1=CA*ASXC*G(M)
CA2=CA*N(I)*XC/R(J)
CA3=N(I)*XC/RY
A=CA3-CA2-CA1
CPX=FT/(RX*1.11)
CX=(N(I)/RX)-CPX
CB1=YC/RX
CB2=CB1*FT/NT
CB3=(FT*5.*ASYC)/(NT*G(M))
B=CB1-CB2-CB3
PRINT100,N(I),R(J),F(K),G(M),CY,A,CX,B
100 FORMAT(1H1,10X,21HVALEUR DES PARAMETRES,3X,3HNNT=,2X,F4.2,5X,3HR= ,
1F4.2,5X,3HF= ,2X,F4.2,2X,3HG= , 2X,F4.2,/,10X,12HARCSINUSY-Y*,F8.2,
22X,1H=,2X,F8.2,/,10X,14HARCSINUSX - X*,F8.2,2X,1H=,F8.2)
V=0.
IY=0
IX=0
6 V=V+0.1
IF(V.GE.2.)GOTO3
RV=SQRT(V/2.)
ARS=ASIN(RV)
IF(IY.NE.0)GOTO 10
YY=ARS-CY*V
IF(ABS(YY).LT.ABS(A))GOTO10
T=(N(I)*XC/R(J)-V/R(J)-ARS*5.0)/1.1
PRINT101,ARS,V,T
101 FORMAT(1H0,10X,10X,11HARCSINUSY =,F8.2,5X,4H Y =,2X,F4.2,10X,4H T =
1,F8.2)
IY=1

```

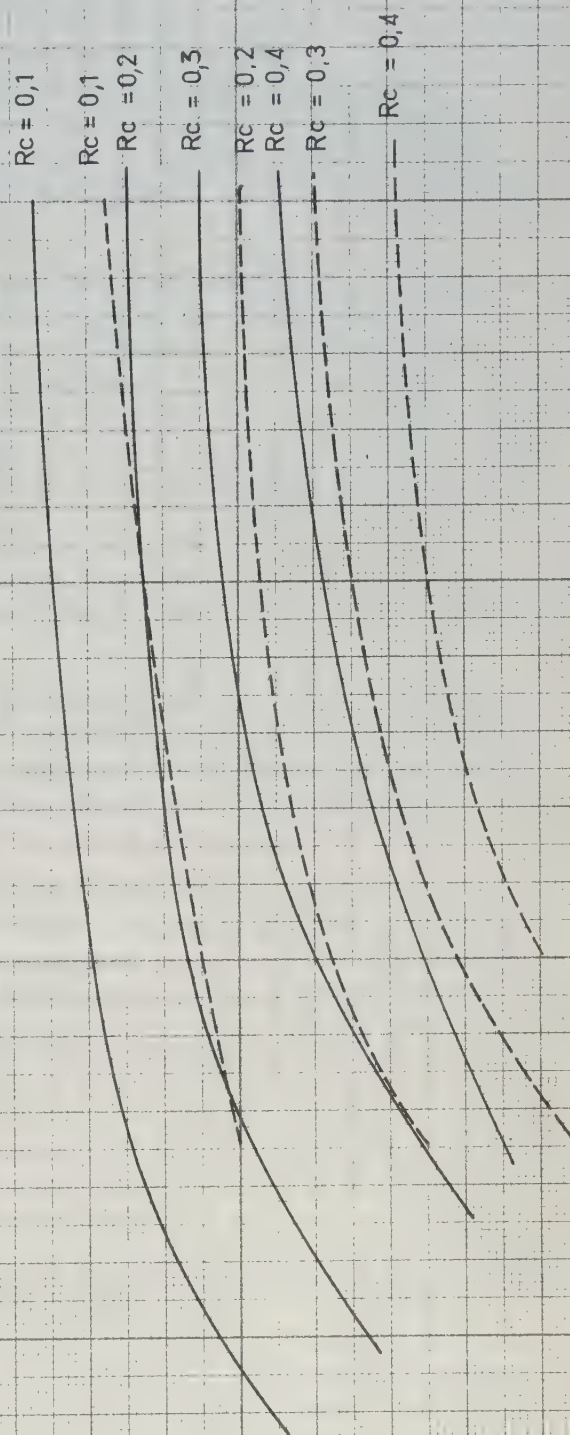
.../...

```
10 IF(IX.NE.0)GOTO 11
   XX=ARS+CX*V
   IF(ABS(XX).LT.ABS(B))GOTO
   TX=(V*N(I)/R(J)-YC/R(J)-ASYC*5.0)/1.1
   PRINT102,ARS,V,T
102 FORMAT(1H0,10X,11HARCSINUSX=,F8.2,5X,4H X =,2X,F4.2,10X,4H T =,2X
   1,F8.2)
   IX=1
11 IF(IY.EQ.0)GOTO6
   3 CONTINUE
   2 CONTINUE
   1 CONTINUE
   5 CONTINUE
   STOP
   END
```

GRAPHIQUE 2:3 bis

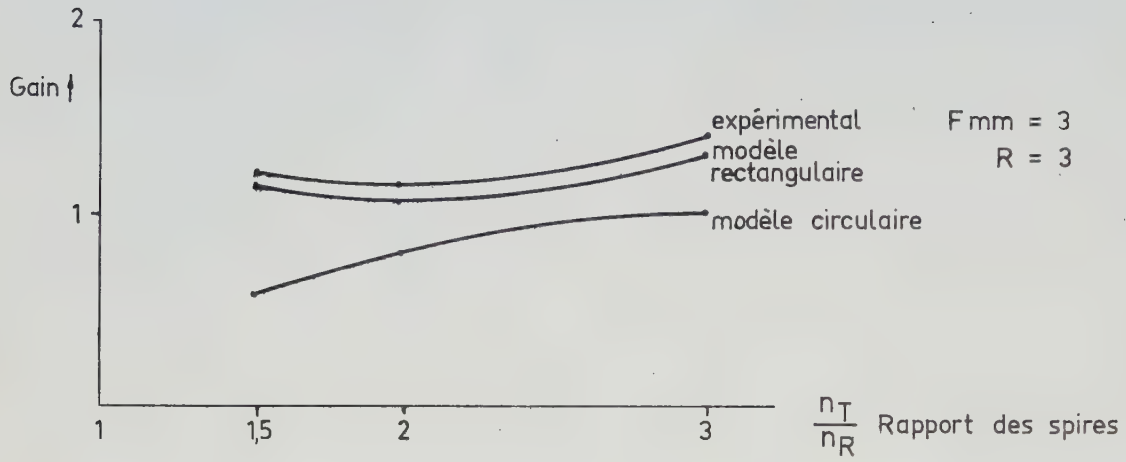
Gain en fonction de F_{mm} : $\frac{n_T}{n_R} = \frac{1}{2}$

Modèle circulaire
expérimentaux



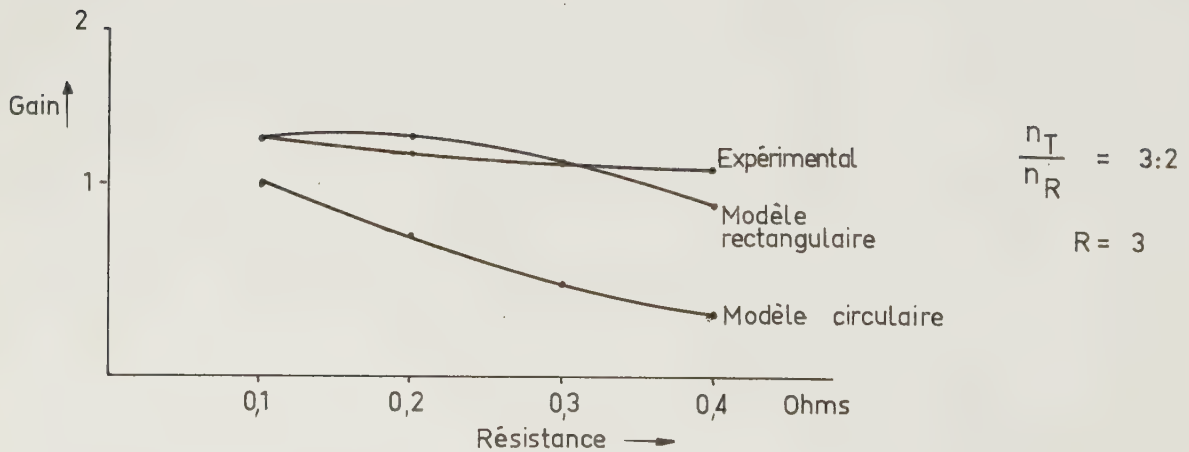
Graphique 2.4

Gain en fonction du rapport des spires



Graphique 2.5

Gain en fonction de Résistance



2-12 - COMMUTATION PARTIELLE

Le circuit équivalent établi dans cette partie de la thèse représente un outil très commode pour le calcul du gain en fonction des divers paramètres des circuits à transfluxors. Il permet d'obtenir des résultats assez exacts dans tous les cas de transmission des informations "1" couramment rencontrées.

Cependant, les graphiques 2.6 ; 2.7 ; 2.8, montrent que les résultats des calculs de courbes de gain en fonction de $\Delta\phi$ ne sont pas exacts. Les valeurs de gain en fonction de $\Delta\phi$ seraient très utiles pour l'établissement des paramètres destinés à empêcher l'amplification du bruit dans les circuits. En fait, un bruit dû au flux élastique (paragraphe 2.11) a une forme semblable à la commutation partielle d'un transfluxor, et peut donc être traité comme un signal dû au $\Delta\phi$ partiel. Pour empêcher son amplification et éviter toute confusion avec une information "1", il est nécessaire d'établir la variation du gain en fonction de $\Delta\phi$, afin de trouver les paramètres qui, tout en assurant une bonne amplification de l'information 1, empêchent l'accroissement des signaux dûs au flux élastique (représenté par ce $\Delta\phi$).

La figure 2.31 montre deux courbes de gain typiques. Le circuit ayant la caractéristique de R_c' a un gain inférieur à celui ayant la caractéristique R_c . Cependant, il possède une meilleure réjection de $\Delta\phi$ que le circuit R_c' qui risque d'amplifier des $\Delta\phi$ assez petits. Donc la courbe de R_c' est préférable, malgré le fait que son gain soit plus faible.

Les courbes de gain en fonction de $\Delta\phi$ des modèles rectangulaires et circulaires sont représentées respectivement sur les graphiques 2.8 et 2.9. Bien que le modèle rectangulaire soit assez exact pour un $\Delta\phi$ voisin de 1, il ne s'ajuste pas à la courbe expérimentale pour des faibles valeurs de $\Delta\phi$. Cependant, le modèle circulaire (graphique 2.10) n'offre pas non plus une représentation adéquate. Il faut donc conclure que ni l'un ni l'autre des modèles n'est adéquat pour ces calculs.

Toutefois, ils peuvent nous donner une idée de la façon de varier de ces courbes en fonction de divers paramètres de circuit. Les variations déduites à partir du modèle rectangulaire sont :

- 1) Variation de F_{mm} : Une augmentation de la F_{mm} déplace la courbe vers le haut du graphique (graphique 2.6)
- 2) Variation de R : Une augmentation de R déplace la courbe vers le bas et augmente la pente légèrement (graphique 2.7)
- 3) Variation de n_T/n_R : Une augmentation du rapport n_T/n_R fait augmenter fortement la pente de la courbe de gain (graphique 2.8).

.../...

Ces conclusions ne sont que des généralisations qui ont besoin d'être appuyées par des séries de courbes pour le type de transfluxors utilisés. Le graphique 2.10 donne la variation de gain en fonction de $\Delta\varphi$ pour 3 valeurs de n_T/n_R pour les transfluxors SIEMENS utilisés dans les essais nécessaires à cette thèse.

TABLEAU 2.4

$F_{mm} = 3$

$R = 0,3$

$\Delta\varphi_T$	3:1	3:2	2:1
200	1,0	.60	.8
100	.95	.55	.7
85	.90	.50	.7
75	.90	.50	.65
60	.80	.45	.60
50	.70	.40	.50
25	.10	.15	.15

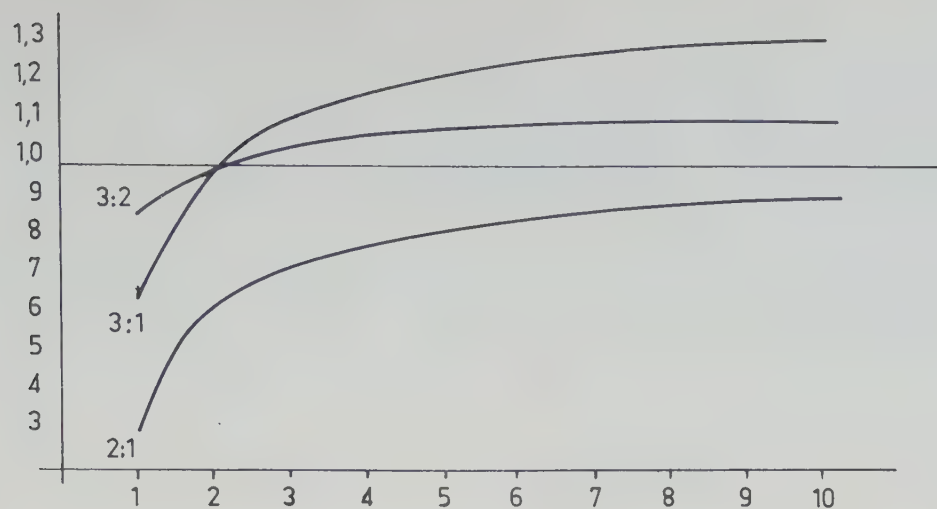
Gain en fonction de $\Delta\varphi$ (modèle rectangulaire)

TABLEAU 2.5

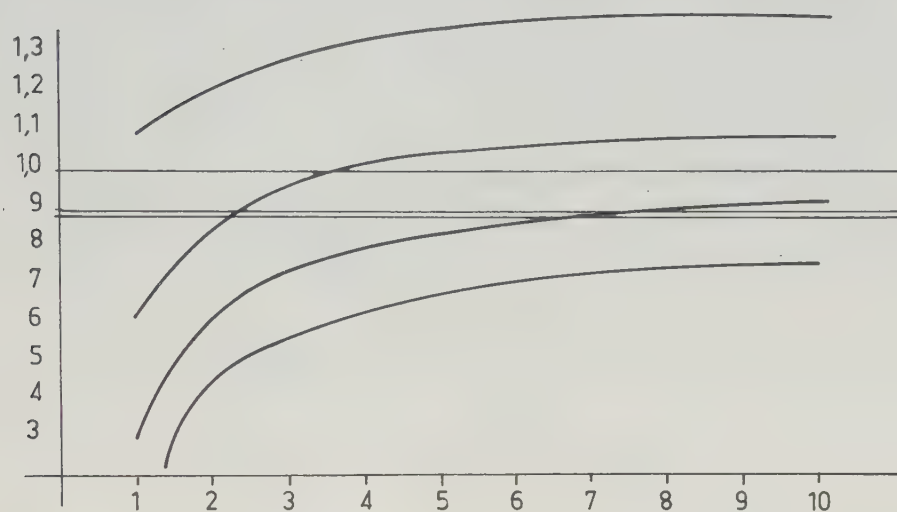
Résultats Expérimentaux

% $\Delta\varphi$	GAIN		
	n_T/n_R 2:1	3:1	3:2
.95	1,08		1,08
.90	1,05		1,12
.85	1,00		1,13
.75	.90	1,35	1,10
.65	.70	1,25	1,00
.50	.60	1,0	.95
.40	.67	.67	.75
.30	.70	.70	.82
.25	.80	.80	.85
.20	1,0	1,0	1,0

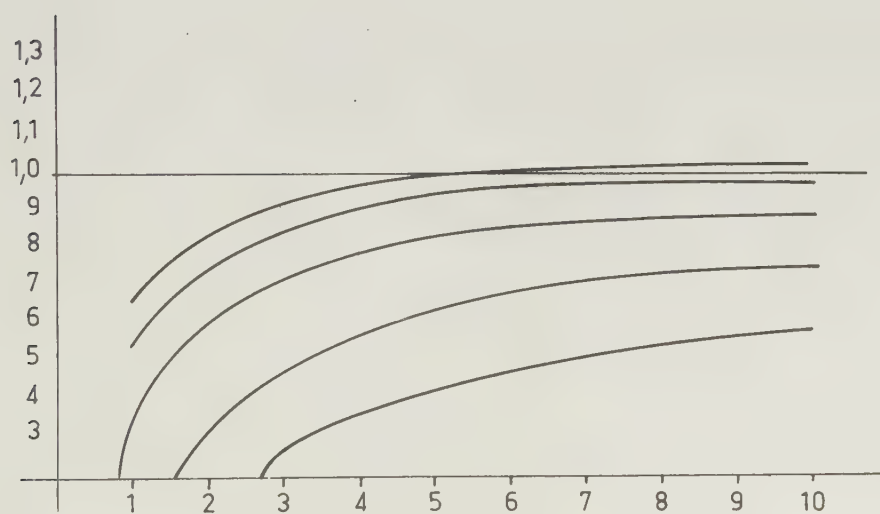
...../...



Graphique 2.8

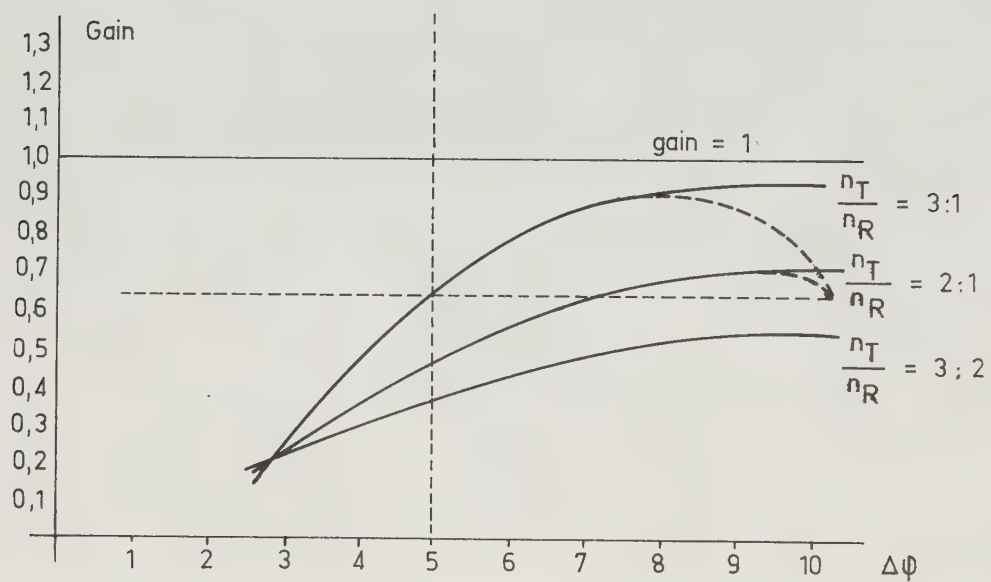


Graphique 2.7



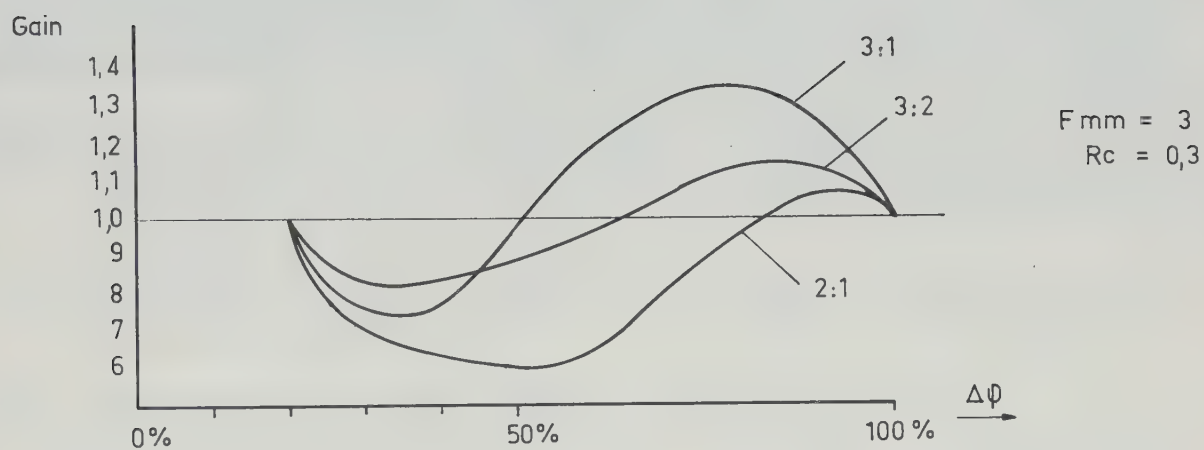
Graphique 2.6

Graphique 2.9



Gain en fonction de $\Delta\phi$
(modèle circulaire)

GRAPHIQUE 2.10



GAIN en fonction de $\Delta\phi$

Résultats expérimentaux

2-13 - CONCLUSIONS

Les résultats des calculs utilisant le circuit équivalent ayant pour base le modèle rectangulaire de changement de flux montrent son utilité pour le dimensionnement des circuits alimentés par les impulsions de courant à temps de montée assez lent (5 à 10 μ sec). Un front de montée rapide risque d'introduire un facteur de bruit qui produirait une erreur de l'ordre de 150/100. Le circuit équivalent permet de choisir les paramètres de circuit qui peuvent assurer le bon fonctionnement des circuits conventionnels, mais il est aussi utile pour le calcul des circuits plus complexes. En effet, il permet de prévoir facilement les effets de plusieurs bobinages avec des charges différentes sur un transfluxor soumis à une ou plusieurs impulsions.

Il doit ses bons résultats au fait que les équations sont résolues pour le rapport de vitesse de commutation des deux transfluxors. On n'intègre pas les $\frac{d\varphi}{dt}$. Mais on compare le rapport des vitesses de commutation.

Bien que le modèle rectangulaire ne soit pas représentatif de la caractéristique de commutation, le rapport des vitesses de commutation de ce modèle varie de la même façon que pour la caractéristique réelle.

En revanche, le modèle circulaire reste sur une hypothèse assez artificielle. La simulation de l'impulsion d'un transfluxor non chargé est très bon, mais il ne s'adapte pas aux cas des transfluxors ayant pour charge l'inductance fortement variable d'un deuxième transfluxor. Il ne donne que des résultats de gain aussi exacts que le modèle rectangulaire, mais celui-ci implique une simplification importante valable toutefois en toute circonstance.

2-14-4 FLUX ELASTIQUE - BRUIT

Durant les mesures du gain sur la maquette de la figure 2.30, on a observé pour certains paramètres du circuit un bruit considérable. Ce bruit résulte d'une part, de l'effet du flux élastique et d'autre part, d'une réinjection du flux dans le tore précédent par le courant parasite. Ce bruit dépend beaucoup du courant de positionnement, et a pour effet une réduction de plage de variation de ce courant.

2-14-1 - Modèle

Dans le paragraphe 2.3, le circuit analogue est conçu en fonction d'un cycle d'hystérésis parfaitement rectangulaire (fig. 2.7). Si on veut tenir compte aussi des effets du flux élastique, on peut baser le circuit analogue sur le cycle d'hystérésis représenté sur la figure 2.31.

ϕ_e : flux élastique

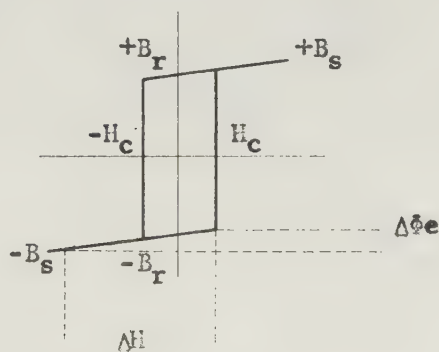
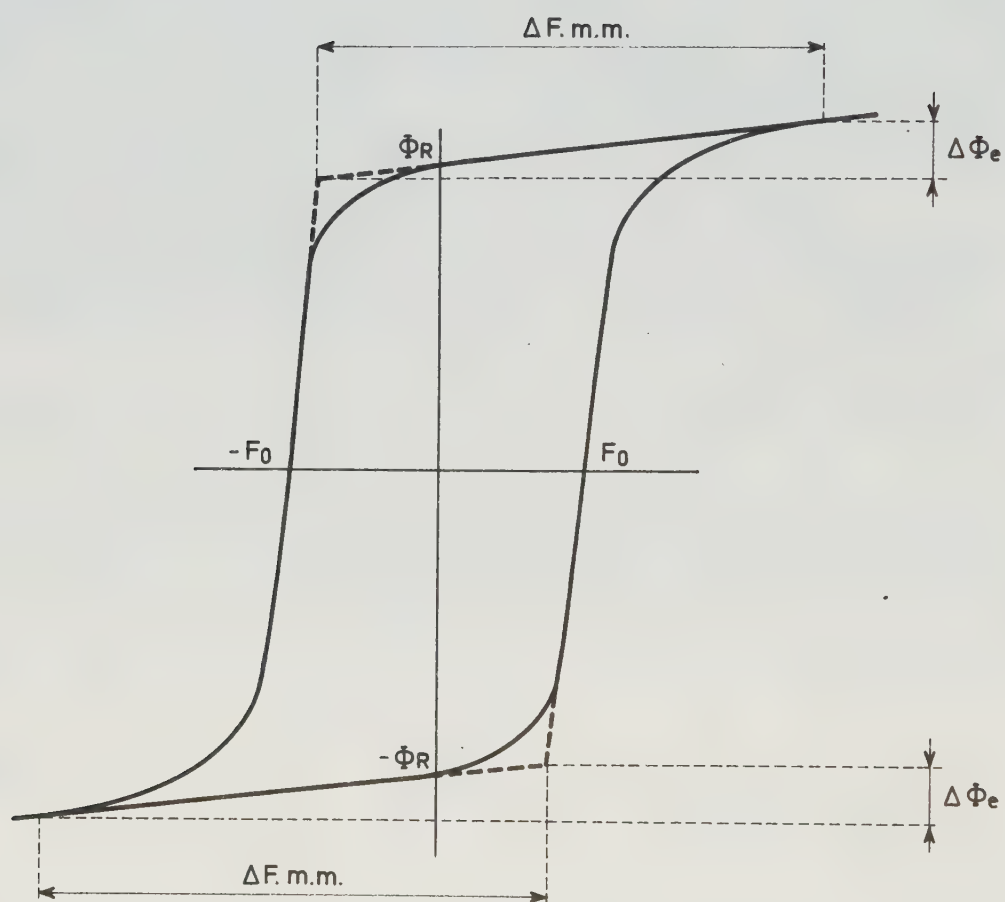
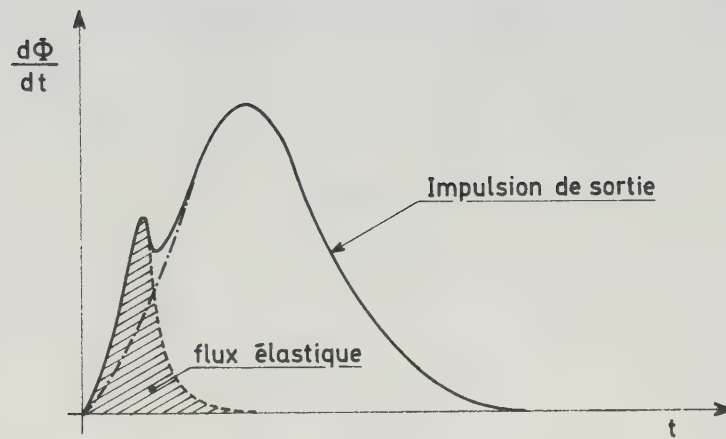


Figure 2.32



$$U_s = \frac{\Delta \Phi_e}{\Delta F.m.m.}$$

Mesure du flux élastique sur la courbe d'hystérésis.



Influence du flux élastique sur l'impulsion de sortie -

Sur cette figure, la pente de flux dans sa partie saturée est égale à celle du cycle relevé expérimentalement.

Appelons cette pente $\frac{\Delta \Phi_e}{\Delta I} = E$. La tension de sortie due au flux élastique est donc :

$$U_s = \frac{d\Phi}{dt} = \frac{\Delta \Phi_e}{\Delta F.m.m} \times \frac{\Delta F.m.m}{\Delta t} = E \frac{dF}{dt} \quad (2.32)$$

Pour un $\frac{dF}{dt}$ constant, la tension de sortie résultant de cette approximation a la forme d'une impulsion rectangulaire.

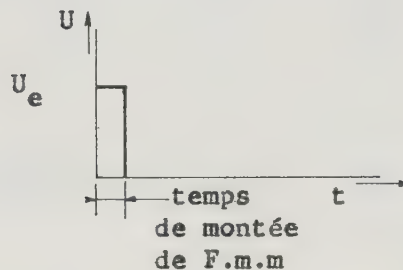


Figure 2.33

Si on ne considère que l'effet du flux élastique d'un noyau, l'expression du flux élastique du circuit analogue devient alors :

$$\frac{dF}{dt} = \frac{1}{E} \frac{d\Phi}{dt}$$

Donc le flux élastique peut être représenté par une capacitance de valeur E . En combinant cette expression avec celle de la commutation inélastique d'un tore, on a :

$$\frac{d\Phi}{dt} = \frac{F}{R} + E \frac{dF}{dt} \quad (2.33)$$

ce qui est analogue à :

$$I = \frac{U}{R} + E \frac{dU}{dt}$$

ce qui revient à la mise en parallèle d'une résistance et d'une capacitance.

Le circuit équivalent qui représente le flux élastique d'un tore ainsi que sa résistance de commutation est donc :

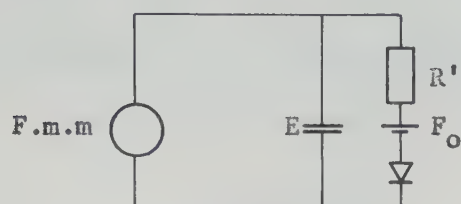


Figure 2.34

Pour le noyau considéré dans les calculs du paragraphe 2.10, la valeur de E est $0,04 \text{ mètres} \times 10^{-6} / \text{Amp tour}$.

Exemple : Noyau chargé par une résistance (commutation élastique seulement)

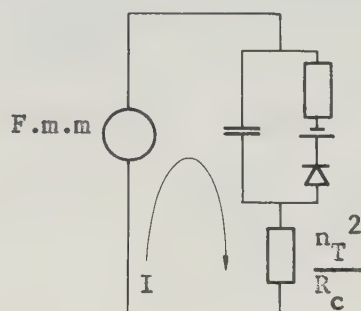


Figure 2.35

L'équation de circuit, en termes de transformée de Laplace est :

$$\begin{aligned} \text{F.m.m}(p) &= I(p) \left(\frac{I}{E_p} + \frac{n_T^2}{R_c} \right) \\ &= I_p \left(\frac{R_c + E n_T^2 p}{R_c E_p} \right) \end{aligned}$$

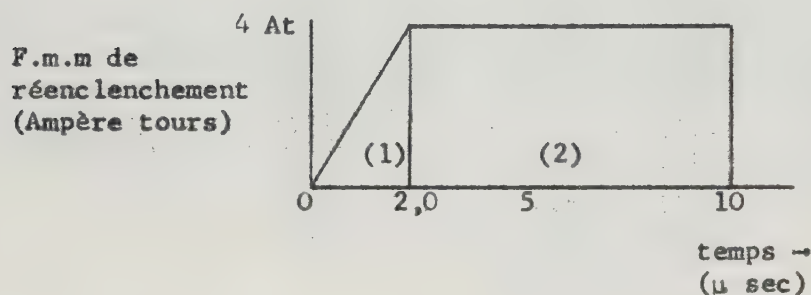
.../...

$$\text{donc } I(p) = \text{F.m.m}(p) \frac{\frac{R_c}{2} p}{\left(p + \frac{R_c}{2} \right)}$$

Supposons que le F.m.m varie selon la figure 2.36 ci-dessous :

(1) pour $0 \leq t \leq 2,0 \mu \text{ sec.}$ pente de $2 \text{ At}/\mu \text{ sec.}$

(2) pour $t > 2,0 \mu \text{ sec.}$ F.m.m = 4 At



Impulsion de courant de Réencenchement

$$\text{F.m.m}() = \frac{2}{p^2} \left| \begin{matrix} 2,0 \\ 0 \end{matrix} \right| + \frac{4}{p} \left| \begin{matrix} 10 \\ 2,5 \end{matrix} \right|$$

Valeurs Numériques

$$R_c = .4$$

$$n_T = 2$$

$$E = .0,04 \times 10^{-6}$$

$$I_p = \frac{2}{p} \frac{.1 p}{(p + 2,5 \times 10^{-6})} \left| \begin{matrix} 2,0 \mu \text{sec} \\ 0 \end{matrix} \right| + \frac{.4}{(p + 2,5 \times 10^{-6})} \left| \begin{matrix} 10 \\ 2,0 \end{matrix} \right|$$

$$I(t) = .4 \left(1 - e^{-2,5 \times 10^{-6} t} \right) \left| \begin{matrix} 2,0 \mu \text{sec} \\ 0 \end{matrix} \right| + .4 e^{-2,5 \times 10^{-6} t} \left| \begin{matrix} 10 \\ 2,0 \end{matrix} \right|$$

.../...

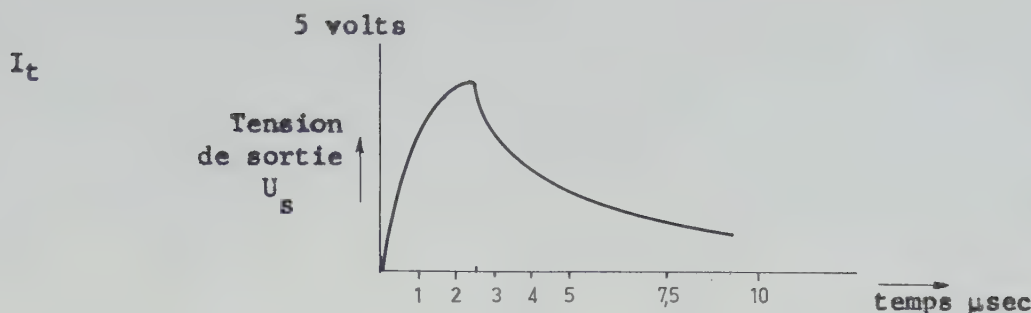


Figure 2.37

La valeur crête de tension de sortie du tore est donc 0,4 volt ce qui donne 1 ampère comme courant de couplage dans le cas d'une résistance de 0,4 Ω , ce qui n'est pas souhaitable parce que cette valeur de courant crée un bruit important. Il est donc préférable d'alimenter les circuits à éléments magnétiques par des générateurs d'impulsions ayant un temps de montée assez lent.

Le graphique 2.3 montre la variation du coefficient du flux élastique (E) en fonction de la température. Ce coefficient augmente rapidement avec la température, ce qui souligne la nécessité de dimensionner des circuits pour minimiser l'influence du flux élastique, donc le bruit.

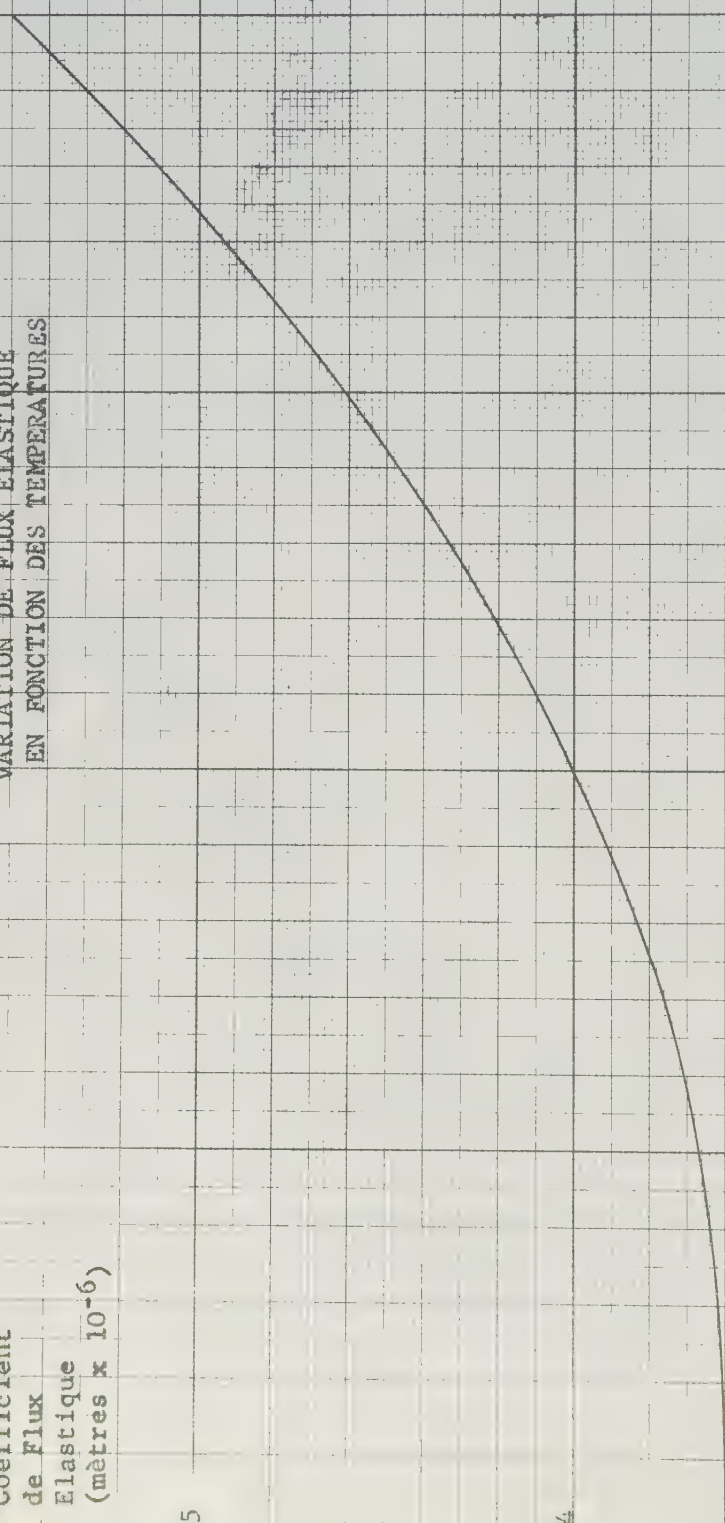
2-14-2 - Bruit en fonction du Courant de Positionnement

Lorsqu'on commande des circuits à transfluxors avec des faibles courants de réenclenchement, on observe que le courant de positionnement a un effet très fort sur l'impulsion de sortie. On observe aussi que la plage de variation de ce courant devient de plus en plus petite, avec la diminution du courant de réenclenchement. La figure 2.35 montre un exemple des courbes de sortie et de bruit en fonction du courant de positionnement. Le bruit de fond est dû au flux élastique. L'augmentation de bruit due au courant de positionnement vient du fait que le point de flux rémanent est déplacé sur le cycle d'hystérésis par ce courant (voir fig. 2.38). Ce déplacement se fait dans la partie de la courbe où le flux élastique est le plus fort, donc le bruit peut être doublé par un courant qui approche le seuil inférieur du grand parcours. Si le courant de positionnement entre dans la zone 4, il commence à commuter le grand parcours. Le seuil inférieur de cette zone représente le champ coercitif de la circonférence à l'intérieur du grand parcours tandis que le seuil supérieur représente le champ coercitif à l'extérieur. Si le grand parcours est commuté par le courant de positionnement, on recueille 1 à la sortie du noyau en permanence, quelle que soit l'entrée. Le niveau de tension qui représente 1 à la sortie augmente avec le courant de positionnement entre les seuils inférieurs et supérieurs du trou de sortie. Il atteint son maximum lorsque le courant de positionnement est capable de commuter tout le flux du parcours autour de ce trou. Si on continue à augmenter le courant, on diminue la tension de sortie parce que les ampères tours de positionnement s'opposent à ceux du réenclenchement. Les ampères tours de réenclenchement diminuent donc.

GRAPHIQUE 2.3

VARIATION DE FLUX ELASTIQUE
EN FONCTION DES TEMPERATURES

Coefficient
de Flux
Elastique
(mètres $\times 10^{-6}$)



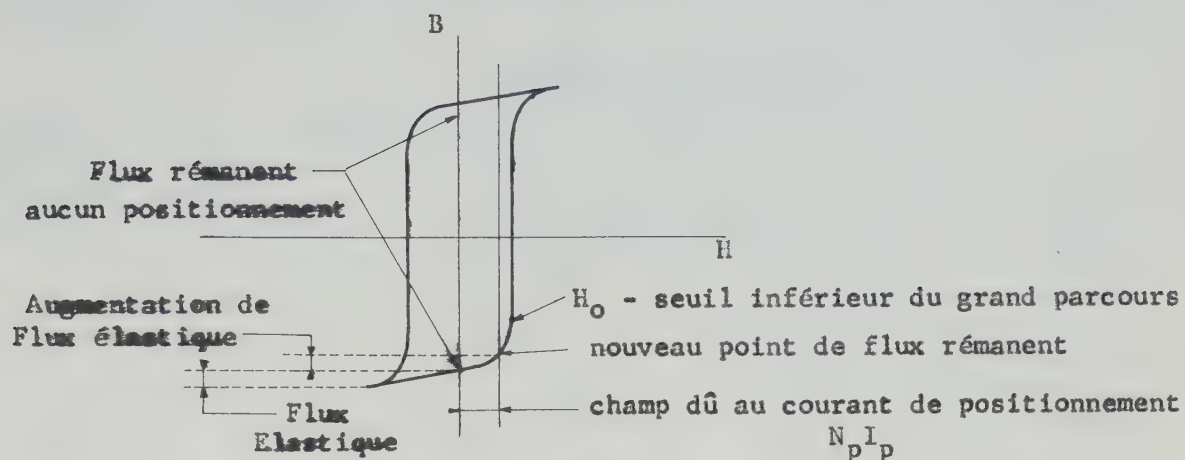


Figure 2.38a

Cycle d'hystérésis de grand parcours

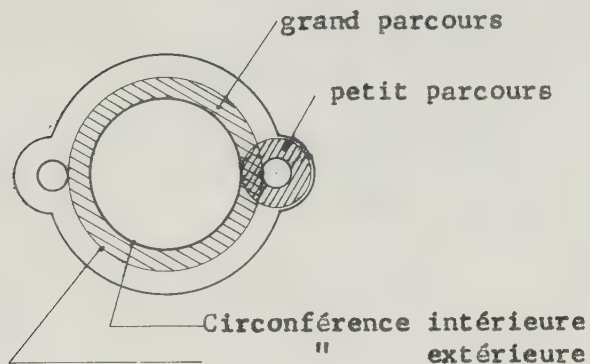


Figure 2.38b

La figure 2.39a représente un cas où l'entrée ne suffit pas à commuter complètement le parcours d'entrée. Pour cette raison, la tension de sortie due à un courant de positionnement trop grand peut être supérieure à celle d'une information "1" positionnée par un courant bien dimensionné.

2-14-3 - Bruit et Courant Parasite

S'il n'y a pas assez de F.m.m de maintien le courant parasite dans le circuit d'entrée risque de commuter le noyau précédent (paragraphe 2.8). Le courant parasite est dans le même sens que le courant de positionnement, donc leurs effets s'ajoutent. La figure 2.39b montre un exemple de bruit dû à ce phénomène. Le bruit augmente en fonction du courant de positionnement de la même manière que celui du paragraphe 2.10.2, mais toute la courbe est décalée à gauche par l'addition du courant parasite. Au lieu de commencer à tendre vers 1 dans la zone 4, il tend vers 1 dès la zone 3B. La sortie 1 est superposée à ce bruit, et, si l'impulsion d'entrée ne commute que partiellement, le parcours d'entrée, on peut avoir l'impression que la tension de sortie croît directement en fonction du courant de positionnement, ce qui réduit la plage de fonctionnement presque à un point : le seuil supérieur du parcours de sortie. La sortie n'est pas réduite par le courant de positionnement de la même manière que dans l'exemple du paragraphe 2-10-2, parce que le courant de réenclenchement est très fort, 5 at au lieu de 500 ma, donc n'est guère affecté.

2-15 - EFFET DE LA TEMPERATURE

La réductance, le flux de saturation et le champ coercitif du matériau ferrite varient avec la température. Ces variations étant considérables, il faut compenser leurs effets si on veut avoir une plage de fonctionnement étendue pour les circuits à ferrites. Afin d'exprimer ces variations en fonction des paramètres du circuit analogue développé ici, on a relevé les caractéristiques du transfluxor considéré dans le paragraphe 2.9. La résistance de commutation dépend du noyau, donc, il fallait les mesurer dans la gamme de températures à considérer. Le tableau 2.1 donne les résultats de ces mesures, ainsi que les valeurs calculées de S_W .

Faible Courant de Réencenchement

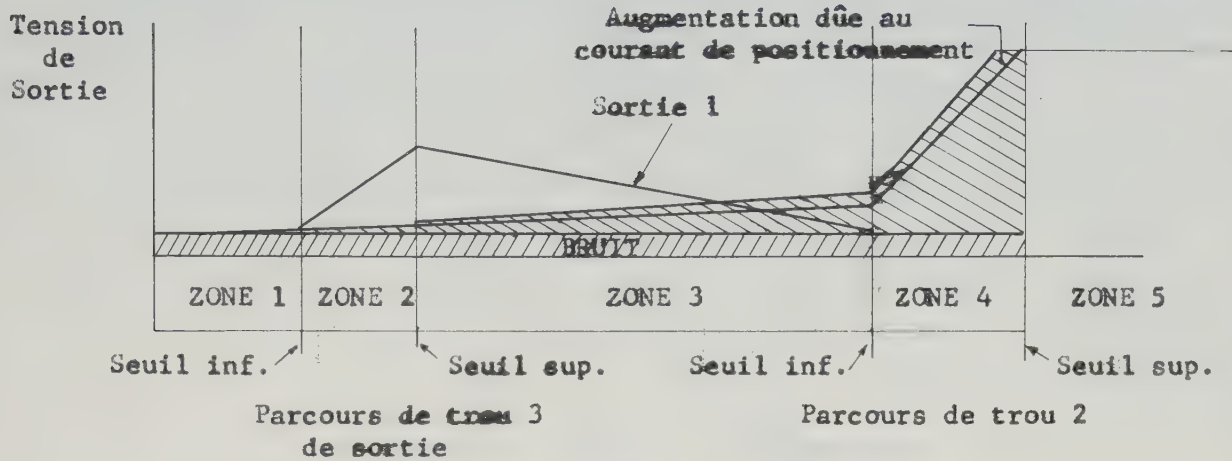


Figure 2.39a

Fort Courant de Réencenchement

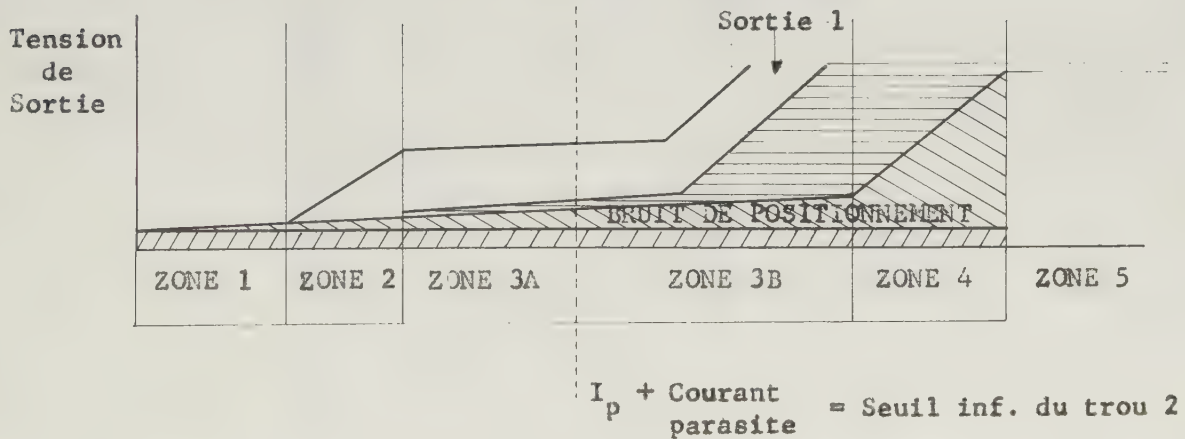


Figure 2.39b

TABLE 2.1

Temp.	F_O	$2 B_r$	$2 B_s$	$H=200$ Z_p	H_O
0°	.395	.54	.62	.38	20,7
10°	.345	.51	.59	.38	18
20°	.310	.48	.57	.375	16,2
30°	.265	.48	.56	.37	13,6
40°	.245	.44	.52	.37	13,1
50°	.210	.40	.50	.36	11
60°	.190	.38	.48	.35	10

TABLE 2.2

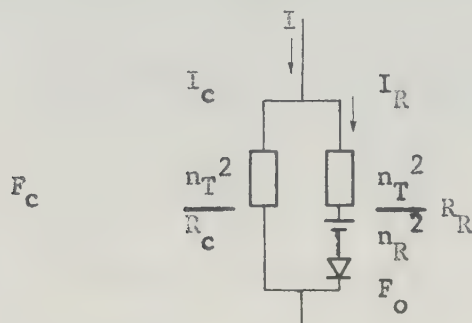
Temp.	$H-H_O$	Z	S_O	B_r+B_s	$\ell = 19,1$ R_2'	$4,7$ R_3'
0°	179,3	36	64,5	.58	2.2	.54
10°	182	36	65,5	.55	2.35	.58
20°	183,8	35.5	65,5	.52	2.5	.62
30°	186,4	34.5	64,5	.51	2.5	.62
40°	186,9	34.	63,5	.48	2.6	.64
50°	189	32.	60,5	.45	2.65	.65
60°	190	32.	61	.43	2,8	.69

La variation totale de la résistance de commutation en fonction de la température entre 0°C et +60°C est de 0,6 Ω ' (valeur de cette résistance à l'ambiante, +20°C - 2,5 Ω).

Donc, son coefficient de variation est +0,01 Ω ' / °C pour 2,5 Ω , ou 0,004 Ω ' / °C / Ω '. La résistance de commutation en fonction de la température peut être exprimée d'une manière analogue à celle d'une résistance pure. $R' = R'(1 + .004 T)$ où T = température -20°C.

Compensation de Température - Circuit Analogue.

La charge d'un noyau qui alimente un deuxième noyau est représentée dans le circuit équivalent de la manière suivante (fig.2.40):



F_c = Force magnétomotrice appliquée à la charge par le noyau transmetteur.

Figure 2.40

$$I_c = \frac{\frac{F_c}{2}}{\frac{n_T^2}{R_c}}$$

$$I_R = \frac{\frac{F_c}{2} - F_o}{\frac{n_T^2}{n_R^2} R_R}$$

Si on veut maintenir le même gain, quelle que soit la température, il faut maintenir constant le rapport :

$$\frac{I_c}{I_R} = \frac{I_c + I_R}{I_R} = \frac{I_c}{I_R} + 1$$

.../...

Mais

$$\frac{I_c}{I_R} = \frac{F_c}{F_c - \frac{n_T}{n_R} F_o} \times \frac{\frac{n_T^2}{n_R^2} R_R}{\frac{n_T^2}{R_c}}$$

$$= \frac{F_c}{F_c - \frac{n_T}{n_R} F_o} \frac{R_R R_c}{n_R^2}$$

donc

$$\frac{I}{I_R} = \frac{R_R R_c}{n_R^2 \left(1 - \frac{n_T}{n_R} \frac{F_o}{F_c} \right)} + 1$$

Mais R_R et R_c s'expriment en fonction de température par :

$R_R(I + \Delta_R T)$ où Δ_R : coefficient de température de R_R

$R_T(I + \Delta_c T)$ où Δ_c : coefficient de température de R_c

Si on néglige la variation de F_o en fonction de la température il faut poser $(I + \Delta_c T) = \frac{1}{(1 + \Delta_R T)}$, pour maintenir un rapport constant.

L'effet de F_o est fortement diminué pour des grandes valeurs de F_c . La variation de F_o est opposée à celle de R' et pourrait la compenser partiellement pour des petits F_c .

2-15-1 - Maquette pour la variation de la température

Pour étudier la compensation des variations de gain en fonction de la température, on a fait la maquette dont le schéma est montré sur la figure 2.40. Le circuit est un registre à décalage à deux positions bouclé afin de recycler l'information. On peut donc voir immédiatement les limites pour lesquelles le gain est trop faible pour maintenir l'information, et pour lesquelles il est assez grand pour faire augmenter le bruit à une information "1".

La maquette comprend deux de ces registres, presque identiques sauf leurs circuits de couplage. Celui d'un des registres est fait en cuivre tandis que celui du deuxième est fait d'un alliage dont la résistance ne varie pas en fonction de la température (ISA-13).

Pour chaque température, on a fait varier le courant de positionnement afin de la maintenir au milieu de la plage de fonctionnement. Le tableau 2.4 montre la variation de courant de couplage des deux registres en fonction de la température. Elle donne aussi les courants de positionnement.

2-15-2 - Résultats calculés et expérimentaux

La variation de courant de positionnement était suffisante pour maintenir presque constant le champ coercitif des noyaux. Donc les seuls facteurs de variation en jeu sont les résistances de couplage et de commutation.

Les paramètres du circuit sont les suivants :

$$R_c = 0,4 (1 + .004 T)$$

T = nombre de °C
variation à partir de 20°C

$$R_a = 3,1 (1 + .004 T)$$

$$R_b = 2,5 (1 + .004 T)$$

$$F_o \quad -20^\circ\text{C} \quad .47$$

$$F_o \quad +20^\circ\text{C} \quad .32$$

$$F_o \quad +60^\circ\text{C} \quad .19$$

$$n_T : n_R = 3 : 1$$

$$F.m.m = 3 \text{ At}$$

$$F_M = 1,5 \text{ At}$$

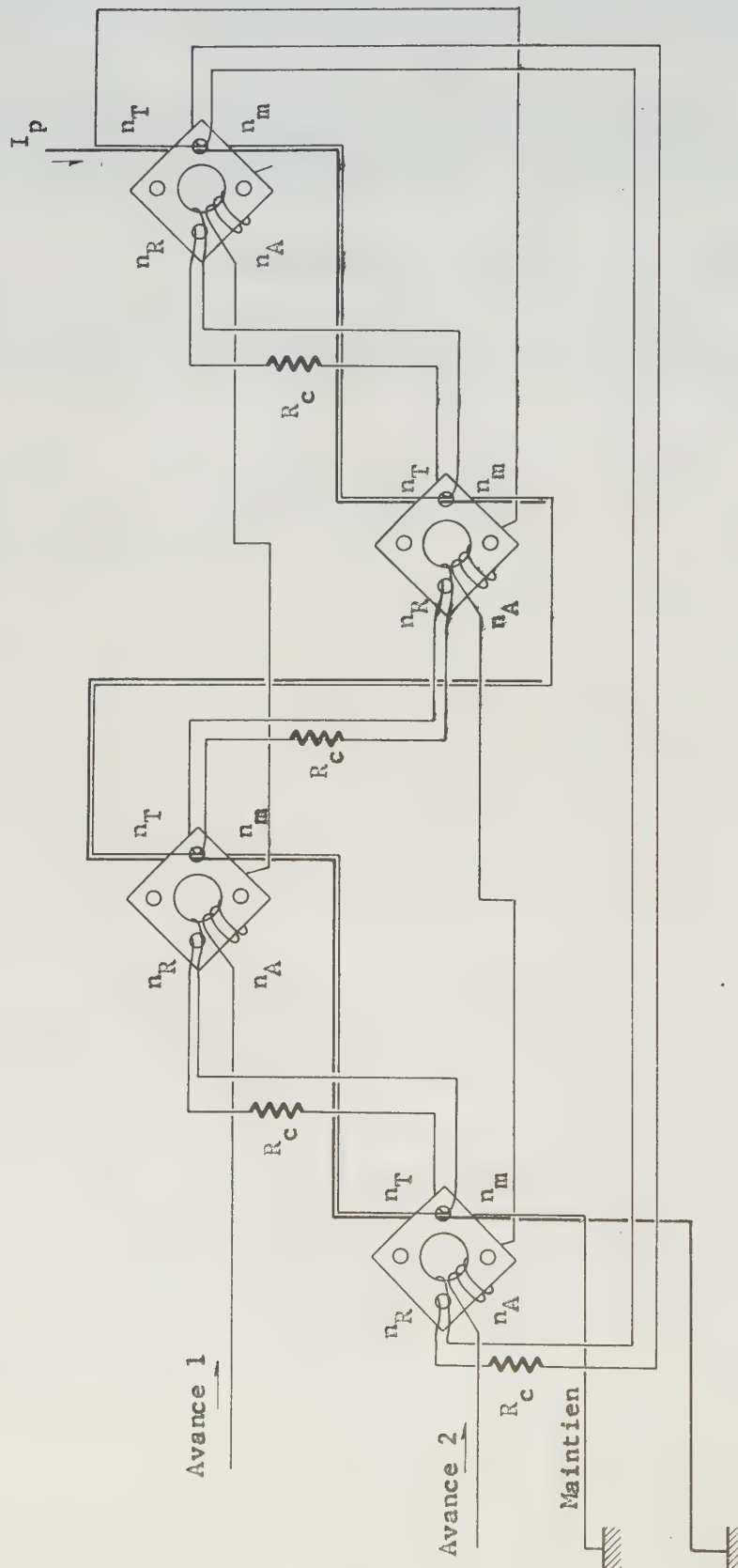
Le calcul suivant montre la différence de gain entre les deux circuits à -20°C

CUIVRE T = -40 I_p = 340 mA

$$F.m.m + F_p - F_o = \left(\frac{n_R^2}{R_T} + \frac{n_T^2}{R_T} + R_a \right) I_1 - \frac{n_T^2}{R_c} I_2$$

$$\frac{n_T}{n_R} (F_p - F_o) = - \frac{n_T^2}{R_c} I_1 + \left(\frac{n_T^2}{2} R_b + \frac{n_T^2}{R_c} \right) I_2$$

REGISTRE A DECALAGE BOUCLE



Courants 3 At et 5 At Résistance

Avance 1 & 2 Positionnement - Variable $R_C = 0,4$

Bobinages - n° de spires

Avance	n_A	- 3 spires
Maintien	n_m	- 3 "
Transmetteur	n_T	- 2 "
Récepteur	n_R	- 1 "

Figure 2.40

TABIEAU 2.4

F.m.m 3 At

Temp.	CUIVRE I _c	I _p	ISA-23 I _p
-20		340	610
0	410	250	570
+20	560	165	600
+40	480	100	560
+50	460	80	500
+60	380	60	440
+70		45	360

F.m.m 5 At

Temp.	CUIVRE I _c	I _p	ISA-23 I _c
-20	800	280	800
0	800	188	880
+20	720	130	800
+40	620	84	680
+50	560	65	600
+60		51	520
+70			

$$3 + .34 - .47 = (3 + 12 + 2,67)I_1 - 12 I_2$$

$$- .26 = - 12 I_1 + (8,6 + 12)I_2$$

$$I_1 = .266 = \frac{d\varphi_1}{dt}$$

$$I_2 = .142 \quad \frac{d\varphi_2}{dt} = .282$$

$$\text{GAIN} = 1,07$$

ALLIAGE : $2,87 = (2,5 + 10 + 2,67)I_1 - 10 I_2$

$$- .26 = - 10 I_2 + 10 + 8,6$$

$$I_1 = \frac{d\varphi_1}{dt} = .288$$

$$2I_2 = \frac{d\varphi_2}{dt} = .282$$

$$\text{GAIN} = 0,97.$$

Des calculs semblables donnent le tableau 2.5

Tableau 2.5

TEMP.	CUIVRE		ALLIAGE	
	gain calculé	gain + Flux élastique	gain Calculé	gain + Flux élastique
-20°	1.07	1.33	.97	1.23
+20°	.87	1.13	.87	1.13
+60°	.74	1.00	.82	1.08

On a donné une valeur de .26 à l'augmentation de gain dûe au flux élastique. Ce chiffre a été déterminé empiriquement, en posant le gain du circuit à la limite de fonctionnement (60°C) égal à 1. En fait, cet écart entre les valeurs réelles et calculées du gain est en partie dû aux différences entre les paramètres de circuit employés dans les calculs et dans la maquette (ex : résistance de couplage inférieure à 0,4 Ω, etc..).

Le tableau 2.5 indique que le circuit utilisant les résistances d'alliage a une variation de gain à peu près égale à la moitié de celle du circuit utilisant les résistances de cuivre. L'augmentation de stabilité qu'apporte l'emploi de l'alliage au circuit est confirmée par les résultats expérimentaux : la plage de fonctionnement est plus grande pour le circuit utilisant l'alliage comme résistance de couplage.

3-1 - INTRODUCTION

Le circuit analogue développé dans le chapitre 2 sert à dimensionner les éléments ferrites et à calculer les paramètres des circuits qui les utilisent. Cependant, il ne donne pas une idée très précise sur les différentes fonctions logiques que peut remplir un élément donné, et ne peut déterminer la géométrie d'un transfluxor nécessaire pour réaliser une fonction donnée. Les éléments ayant deux états stables, on peut envisager de les utiliser principalement dans les circuits logiques. Afin d'établir un modèle capable d'indiquer les possibilités logiques de ces éléments, on les a étudié au moyen des techniques d'analyse des systèmes séquentiels.

La complexité topographique des circuits magnétiques des transfluxors entraîne leur spécialisation dans les applications. La plupart des transfluxors ont été conçus pour remplir des fonctions particulières à un type de circuits logiques. Cependant, ces transfluxors peuvent souvent répondre à une plus grande variété d'usages que ceux pour lesquels ils avaient été primitivement conçus. Ces possibilités sont liées aux multiples formes de couplages que l'on peut réaliser entre éléments et aux diverses interactions possibles entre parcours de flux au sein d'un même élément. Il est proposé dans cet article un modèle logique qui réunit toutes les possibilités logiques d'un transfluxor donné et il y est montré la correspondance biunivoque existant entre les éléments de ce modèle et la configuration de ce transfluxor. Toutefois, il faut signaler plusieurs limitations à l'emploi des transfluxors en raison de difficultés d'ordre technique : gain, vitesse de commutation et rapport signal sur bruit. Ces problèmes ne sont pas pris en considération dans cet article, consacré uniquement à l'aspect logique de ces dispositifs.

Le modèle logique présenté ici est basé sur les résultats de l'analyse d'un certain nombre de transfluxors, selon des méthodes employées dans l'étude des circuits séquentiels. Le premier transfluxor considéré est analysé de trois façons différentes. Chacun des trois modèles ainsi obtenus est comparé au transfluxor et n'est retenu que si l'analogie est simple et directe. Le modèle le plus adéquat est celui faisant appel aux bascules mémoires (Set Reset "SR"). La validité d'emploi de ce modèle est ensuite vérifiée par son application aux trois autres types de transfluxors.

Un modèle généralisé est alors développé à partir de cette correspondance biunivoque définie plus haut. On montre que le principe de ce modèle peut être adopté pour établir le circuit équivalent de n'importe quel type de transfluxor, ou pour déterminer la configuration d'un transfluxor répondant à une fonction logique séquentielle donnée.

3-2 - ANALYSE LOGIQUE

L'étude des caractéristiques des transfluxors fait apparaître que leur fonctionnement est du type séquentiel : en effet, on ne peut obtenir un signal de sortie qu'après une séquence déterminée d'impulsions. En outre, le caractère bistable des parcours de flux rend leur mode d'opération analogue à celui des circuits séquentiels synchrones. L'analyse logique qui va suivre repose donc sur les techniques propres à ces circuits.

On prend, à titre d'exemple, quatre transfluxors différents desquels on déduit les circuits logiques équivalents. A partir des résultats obtenus, on peut généraliser pour aboutir à une représentation applicable à n'importe quel parcours de flux.

3-2-1) EXEMPLE 1 : Transfluxor à trois trous :

L'analyse commence par l'élément le plus simple, un transfluxor à trois trous.

Les courants de commande sont les suivants :

E = entrée
P = positionnement
A = réenclenchement.

Le courant de sortie est Z.

Le courant de positionnement est dimensionné afin d'être inférieur au courant exigé pour commuter le parcours de flux entourant le grand trou; il ne peut donc pas commuter de flux autour du petit trou sans que l'entrée ait déjà provoqué une commutation de flux selon le parcours entourant le grand trou.

La séquence des impulsions qui engendre un signal de sortie est de la forme EPA, la sortie étant produite en synchronisme avec l'impulsion A. On peut donc définir trois états magnétiques distincts pour cet élément, qui sont représentés avec leur graphe de fluence sur la figure 1.

(Voir Figure 1) page 112

Le graphe de fluence [1] indique l'évolution de l'état d'un circuit en fonction des divers signaux de commande qui lui sont appliqués.

A chaque flèche sont associées une entrée et une sortie qui résultent de cette impulsion d'entrée. Dans le cas présent, il n'y a qu'une sortie, associée à la flèche reliant l'état 3 à l'état 1 et qui représente l'impulsion A. Ce graphe est représenté ci-dessous sous la forme d'une table. Cette table possède une colonne pour chaque courant de commande et une ligne pour chaque état.

Dans chaque case formée par l'intersection d'une colonne et d'une ligne est inscrit, sous forme numérique, l'état résultant de l'application du signal de commande, défini en tête de la colonne, sur un élément se trouvant déjà dans l'état indiqué à la gauche de la ligne.

Autrement dit, l'état résultant ainsi défini est celui auquel aboutit une flèche donnée du graphe de fluence, celle-ci ayant pour origine l'état initial et portant en repère la ou les lettres symbolisant les courants de commande qu'elle figure.

Table de fluence

	E	P	A
1	2	1	1
2	2	3	1
3	3	3	1, 1*

* On fait figurer une virgule suivie du chiffre 1 chaque fois que la variable Z prend cette valeur. Dans toutes les autres cases, celle-ci est nulle.

Cette table peut être également écrite en employant un tout autre code que celui utilisant des nombres décimaux, ex : un code binaire. N'importe quel code peut être adopté et il s'agit alors d'en choisir un qui donnera les équations les plus simples et d'une façon générale le circuit logique le plus simple. Comme la table est seulement à 3 états, on peut la coder avec deux variables et on peut trouver par inspection le code le plus simple, dans ce cas un code cyclique, comme pour les diagrammes de KARNAUGH. Les deux variables permettent de définir quatre états, c'est-à-dire un état de plus que ceux requis par le système. Pour autant que cet état supplémentaire n'existe pas dans le fonctionnement du système, on peut le coder de n'importe quelle façon sans changer ce fonctionnement. On choisit, alors, le code qui apporte le maximum de simplification aux équations.

La table, qui s'appelle la matrice d'excitation [1,2] et les équations qui en résultent, sont les suivantes :

Etats présents

$y_2 y_1$	E	P	A	
00	01	00	00	$Y_1 = E + P y_1$
01	01	11	00	$Y_2 = E y_2 + P y_1 + y_2$
11	11	11	00, 1	$Z = A y_1 y_2$
10	11	10	00	(sortie)

$Y_2 Y_1, Z$

Etats suivants ou résultants

D'après ces équations, on peut dessiner le circuit équivalent suivant :

(Voir figure 2). page 112

Bien que ce modèle réalise le transfert logique de l'information comme l'élément considéré, il n'est pas représentatif du fonctionnement de cet élément. De ce point de vue, il est préférable d'utiliser un codage différent permettant d'aboutir à un circuit équivalent utilisant des bascules, dans ce cas de type symétrique, donc à une seule entrée.

Pour transformer les équations ci-dessus en équations s'appliquant aux bascules, il faut tenir compte des caractéristiques de ces dernières. Chaque impulsion appliquée sur l'unique entrée change l'état de la bascule. C'est-à-dire que le changement d'état, entre les états présents et les états résultants, définit l'évolution du système utilisant ces bascules. La matrice de transition est alors établie en remplaçant tous les états résultants compris dans le tableau précédent par un chiffre binaire caractérisant l'évolution du système :

1 lorsqu'il y a changement,
0 lorsqu'il n'y a pas de changement.

La matrice de transition $[1, 2]$ et ses équations sont indiquées ci-dessous :

$y_2 y_1$	E	P	A	Equations de transition
00	01	00	00	$T_1 = E\bar{y}_1 + Ay_1$
01	00	10	01	$T_2 = Py_1\bar{y}_2 + Ay_2$
11	00	00	11,1	$Z = Ay_2$
10	01	00	10,1	$T : \text{entrée de la bascule symétrique.}$

$T_2 T_1 Z$

Ces équations conduisent au circuit suivant :

(Voir figure 3). page 112

Cette représentation est nettement meilleure que la précédente, parce qu'on peut y discerner plus clairement les fonctions de stockage et de propagation de l'information dans l'élément. Cependant, une étude de circuit nous montre que les entrées des bascules sont symétriques, ce qui, en utilisant des bascules à entrées séparées à la place de celles du type de "transition", permet une simplification. La transformation de la matrice d'excitation en matrice SR se fait en considérant les caractéristiques relatives aux deux systèmes. On définit, grâce à la matrice de transformation ci-dessous, les états des entrées S et R pour chaque combinaison des états présents et états suivants, le contenu de chaque case représentant respectivement les valeurs de S et R.

S - Mise à "1"

R - Remise à "0"

présent	Y suivant	
	0	1
0	0-	10
1	01	-0

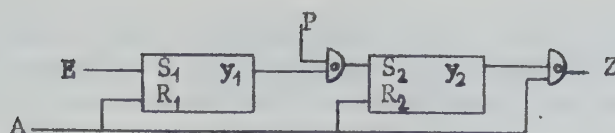
SR

Dans le cas où y et Y sont identiques - c'est-à-dire où l'état de la bascule ne change pas - une entrée doit rester à zéro et l'autre entrée peut être soit à zéro, soit à 1. C'est pourquoi les cases 00 et 11 contiennent un zéro pour une entrée, et un tiret indiquant une valeur facultative pour l'autre entrée.

La matrice SR est indiquée ci-dessous :

$y_2 y_1$	E	P	A	$S_1 = E$	$Z = Ay_2$
00	0- 10	0- 0-	0- 0-	$R_1 = A$	
01	0- -0	10 -0	0- 01	$S_2 = Py_1$	
11	-0 -0	-0 -0	01 01,1	$R_2 = A$	
10	-0 10	0- 0-	01 0-,1		

$S_2 R_2 S_1 R_1$



Circuit Equivalent

Figure 4

Le modèle qui résulte de ces équations est beaucoup plus clair et simple que ceux obtenus auparavant. Les fonctions de stockage et d'entrée sont bien indiquées, et on peut trouver une correspondance entre les deux bascules et les parcours de flux.

Avant d'en tirer des conclusions, il est utile d'examiner et de comparer plusieurs types de transfluxors. On peut ainsi généraliser les résultats et tirer des conclusions plus valables.

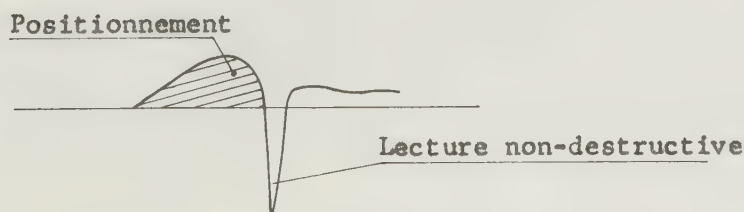
3-2-2) EXEMPLE 2 : Transfluxor à cinq trous et à deux entrées

Considérons le cas d'un transfluxor à cinq trous comportant deux entrées et un circuit de lecture non destructive. Les divers états possibles de l'élément sont indiqués sur la figure 5.

(Voir figure 5, page 113)

On introduit ici une nouvelle impulsion, la lecture non destructive. En réalité, on utilise un courant alternatif pour cette fonction, en commutant et remettant le parcours autour d'un trou indépendant de la sortie. Cependant, dans cet exemple, pour le faire plus simplement, on a pris le cas d'une lecture non destructive analogue à celle d'une mémoire non-destructive. On envoie une impulsion d'interrogation dans le trou de sortie afin de savoir l'état de l'élément sans effacer l'information.

Le positionnement suivi par l'impulsion de lecture non-destructive correspond à l'impulsion employée pour l'interrogation des mémoires non destructives montrée ci-dessous :



Dans le cas d'une interrogation par courant alternatif, on peut considérer ce courant comme une succession d'impulsions de positionnement alternant avec des impulsions de lecture non destructive. La figure ci-dessous explicite cette idée.

Positionnement



Lecture non-destructive

Le graphe de fluence donne la table de fluence et la matrice d'excitation ci-dessous indiquées :

Table de fluence

	$E_1 + E_2$	P	R	A
1	2	1	2	1
2	2	3	2	1
3	3	3	2	1,1

$y_2 y_1$	$E_1 + E_2$	R	P	A
00	01	00	00	00
01	01	01	11	00
11	11	01,1	11	00,1
10	11	00,1	00	00,1

Le code employé est celui de l'exemple précédent.

La matrice SR et le circuit équivalent sont indiqués ci-après :

$y_2 y_1$	$E_1 + E_2$	R	P	A
00	0- 10	0- 0-	0- 0-	0- 0-
01	0- -0	0- -0	10 -0	0- 01
11	-0 -0	01 -0,1	-0 -0	01 01,1
10	-0 10	01 0-,1	00 0-	01 0-,1

$$\begin{aligned} \text{Equations : } S_1 &= E_1 + E_2 \\ R_1 &= A \\ S_2 &= P y_1 \\ R_2 &= R + A \\ Z &= (R + A) y_2 \end{aligned}$$

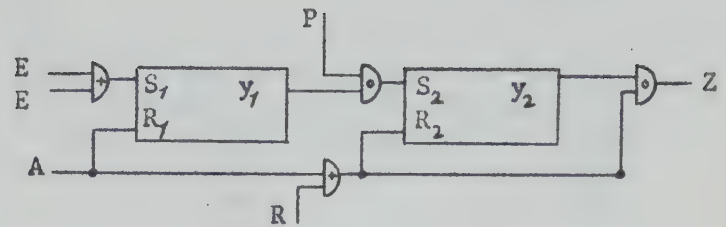


Figure 6

L'action séquentielle reste la même. Les deux entrées ont la même fonction : commuter la bascule 1, ce qui indique la correspondance biunivoque existant entre cette bascule et le parcours de flux entourant le trou central du tore.

3-2-3) EXEMPLE 3 : Transfluxor à deux trous

Le troisième élément étudié ne possède que deux trous, mais est plus complexe par suite du couplage existant entre l'entrée et la sortie.

Les configurations de flux relatives aux états logiques du noyau et le graphe de fluence sont indiqués figure 13.

(voir Figure 7), page 113

On obtient la table de fluence et la matrice d'excitation suivantes :

	E	P	R	A
1	2	1	1	1
2	2	3	2	1
3	2	3	2	1
4				

$y_2 y_1$	E	P	R	A
00	01	00	00	00
01	01	11	01	00
11	01	11	01	00
10	01	00	00	00

Cette dernière conduit à la matrice SR, aux équations et au circuit équivalent ci-dessous :

$y_2 y_1$	E	P	R	A
00	0- 10	0- 0-	0- 0-	0- 0-
01	0- -0	10 -0	0- -0	0- 01
11	01 -0	-0 -0	01 -0	01 01
10	01 10	01 0-	01 0-	01 0-

Afin d'alléger l'écriture, il n'est plus fait mention dans ces tableaux de l'état de la variable Z.

Le circuit équivalent qui résulte de cette table est représenté par la figure 8 ci-après.

Equations : $S_1 = E$

$R_1 = A$

$S_2 = P y_1$

$R_2 = E + R + A$

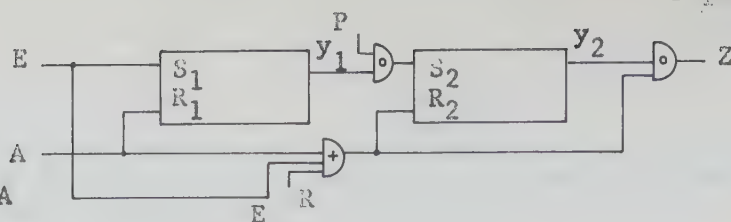


Figure 8.

On peut noter le couplage entre l'entrée et la sortie dans le circuit qui commande l'entrée R_2 de la bascule 2, non seulement par la lecture non destructive R et le réenclenchement, mais aussi par l'entrée E .

3-2-4) EXEMPLE 4 : Transfluxor complexe à 8 trous

Afin de compléter l'analyse, on envisage finalement le cas d'un noyau de forme beaucoup plus complexe. Cet élément possède cinq états logiques, indiqués Figure 9.

(voir figure 9), page 114

La table de fluence suivante est tirée du graphe

	$E_1 E_2$	$E_3 E_4$	R	P	A
1	2	3	1	1	1
2	2	4	2	2	1
3	4	3	3	3	1
4	4	4	4	5	1
5	5	5	4	5	1
6					
7					
8					

Puisque cette table a cinq états, trois variables sont nécessaires pour la coder. Lorsque le nombre des états est supérieur à quatre, le codage est la partie la plus difficile de cette analyse. Afin de trouver le code représentant cette table le plus simplement possible, il est nécessaire :

- d'employer la théorie des partitions, pour diviser l'ensemble des états de ce système en sous-ensembles indépendants ou quasiment indépendants [1]. Pour définir les cinq états en code binaire on a besoin de trois variables, donc de trois paires de sous-ensembles.
- puis de répartir le code, d'après ces divisions. Chaque paire de sous-ensembles est associée aux deux états de la variable binaire : 0 et 1.

Les partitions sont des sous-ensembles d'états qui induisent, soit l'autre sous-ensemble d'états faisant partie de la partition, soit eux-mêmes, mais en aucun cas un sous-ensemble qui comprend des états appartenant à plusieurs classes de la partition. Puisqu'il n'y a que cinq états à considérer et qu'un code à trois variables permet d'en coder huit, on peut disposer de trois états optionnels qui ne correspondent à aucun des états du fonctionnement du système et peuvent ainsi être codés d'une façon tout à fait arbitraire choisie pour rendre les équations les plus simples possibles.

Les résultats de la recherche de ces sous-ensembles sont les suivants :

<u>Ensemble 1</u>	<u>Sous-ensembles induits</u>				
Sous-ensemble I	E ₁ E ₂	E ₃ E ₄	R	P	A
1	2	3	1	1	1
3	-	3	3	3	1
6	-	-	-	-	-
8	-	-	-	-	-
Sous-ensemble II					
2	2	2	2	2	1
	4	4	4	5	1
5	5	5	4	5	1
7	-	-	-	-	-

Si les espaces libres (-) sont remplis des chiffres du même sous-ensemble, aucune intersection entre les deux sous-ensembles ne se produit et ils peuvent être considérés comme indépendants.

On trouve une deuxième paire de sous-ensembles par la même méthode : 1278, 3456. Une troisième paire de sous-ensembles est nécessaire pour construire le code le plus simple. Cependant, aucune paire des sous-ensembles restants ne produit une intersection des sous-ensembles dans au moins une colonne. La seule manière de résoudre ce problème est de négliger une des colonnes et d'essayer de trouver les sous-ensembles dans les autres colonnes. Par ce raisonnement, la dépendance va se trouver réunie dans cette colonne, donc dans l'entrée associée à cette colonne. Etant donné que les circuits équivalents précédents ont une dépendance dans l'entrée P, on néglige ici la colonne P et on trouve les sous-ensembles suivants : 1234, 5678.

La dépendance de la colonne P est montrée ci-après :

Sous-ensemble 1

1

2

3

4

Sous-ensemble 2

5

6

7

8

P

1

2

3

5

5

-

-

-

On définit le code en attribuant les chiffres 0 aux sous-ensembles 1 et 1 aux sous-ensembles 2.

La matrice d'excitation est la suivante :

$y_3 y_2 y_1$	$E_{1,2}$	$E_{3,4}$	R	P	A
000	001	010	000	000	000
001	001	011	001	001	000
010	011	010	010	010	000
011	011	011	011	111	000
111	111	111	011	111	000
110	111	110	010	110	000
101	101	111	001	101	000
100	101	110	000	100	000

Le circuit équivalent qui en résulte est représenté (fig. 10). Il est à noter que toutes les entrées sont indépendantes, sauf P, qui dépend des bascules 1 et 2. Cette dernière dépendance est le résultat de la troisième partition, où l'on a dû négliger la colonne P afin de pouvoir trouver un sous-ensemble quasi-indépendant. La matrice SR et les équations sont les suivantes :

$y_3 y_2 y_1$	$E_1 E_2$	$E_3 E_4$	R	P	A
000	0- 0- 10	0- 10 0-	0- 0- 0-	0- 0- 0-	0- 0- 0-
001	0- 0- -0	0- 10 -0	0- 0- -0	0- -0 -0	0- 0- 01
010	0- -0 10	0- -0 0-	0- -0 0-	0- -0 0-	0- 01 0-
011	0- -0 -0	0- -0 -0	0- -0 -0	10 -0 -0	0- 01 01
111	-0 -0 -0	-0 -0 -0	01 -0 -0	-0 -0 -0	01 01 01
110	-0 -0 10	-0 -0 0-	01 -0 0-	-0 0- 0-	01 01 0-
101	-0 0- -0	00 10 -0	01 0- -0	-0 0- -0	01 0- 01
100	-0 0- 10	-0 10 10	01 0- 0-	-0 0- 0-	01 0- 0-

$S_3 R_3 \quad S_2 R_2 \quad S_1 R_1$

On peut voir immédiatement la correspondance existant entre le circuit équivalent et les circuits des autres exemples.

(Voir figure 11) page 115

3-2-5) ANALYSE DES RESULTATS.-

Une comparaison entre les quatre circuits équivalents, résultant des calculs précédents, fait apparaître certaines caractéristiques communes susceptibles d'une généralisation.

Le résultat le plus important est le fait que les bascules SR correspondent aux parcours de flux commutants des éléments ferrites. La représentation d'un parcours de flux par une bascule SR est appropriée, d'abord parce que cette dernière a deux états stables, comparables aux deux états de saturation d'un parcours de flux, et ensuite parce que la commutation et la remise à zéro d'une bascule se font en deux opérations distinctes, analogues aux deux phases exigées pour commuter et remettre à zéro un parcours de flux. Cette dernière constatation explique la raison pour laquelle la bascule dite "de transition" n'est pas valable pour ce modèle. En effet, elle est commutée et remise à zéro par des impulsions consécutives, sans aucune discrimination entre les impulsions de commutation et les impulsions de remise à zéro.

Les circuits équivalents correspondant aux divers transfluxors étudiés sont rassemblés sur la figure 21, afin de les comparer plus aisément. (Voir figure 11). page 115

Les points de comparaison intéressants qui peuvent permettre une généralisation sont les suivants :

1°) Lien entre parcours de flux et bascules.

Les trois premiers éléments ont deux parcours de flux commutants, tandis que le quatrième en a trois. Les modèles, en utilisant des bascules pour représenter ces parcours, correspondent exactement.

2°) Dans les quatre cas envisagés, les enroulements d'entrée qui couplent les parcours de flux primaires correspondent exactement aux portes d'entrée des bascules d'entrée.

3°) Dans tous les cas où deux entrées couplent le même parcours, elles sont représentées comme étant combinées par une porte "OU". Cette représentation est appropriée, car chacun des deux enroulements est capable de commuter le parcours de flux.

4°) Dans les quatre cas, la sortie est représentée par une porte "ET" qui a pour entrées la sortie de la deuxième bascule et l'impulsion de remise à zéro. Ceci est logique puisque le signal de sortie résulte de la commutation du parcours secondaire provoquée par A.

5°) Dans tous les modèles, la commutation des bascules d'entrée est une condition nécessaire pour le positionnement de la bascule de sortie. Celle-ci est représentée par une porte "ET" dans le circuit équivalent. Il est intéressant de noter que ces portes "ET" correspondent exactement aux points de coïncidence des parcours de flux.

3-3 - ANALYSE GENERALISEE

3-3-1) ANALYSE DU TRANSFLUXOR A TROIS TROUS

Bien que les circuits équivalents établis ci-dessus s'attachent à des fonctions correspondant à des utilisations particulières de ces noyaux, ils montrent des caractéristiques communes qui peuvent former la base d'un modèle général. Ce modèle permettra de représenter toutes les fonctions possibles d'un noyau, quel que soit son bobinage.

On a déjà montré que l'on peut représenter un parcours de flux par une bascule et les enroulements qui couplent ce parcours par les entrées de cette bascule. En tenant compte de ces correspondances, on peut faire l'analyse d'un noyau en disposant des enroulements capables de commuter indépendamment tous les parcours de flux. Le résultat de cette analyse permettra de trouver un modèle qui ne dépende pas seulement d'une application précise, mais qui pourra représenter toutes les applications possibles du noyau.

On a choisi pour cette analyse le transfluxor à trois trous du paragraphe II-1, qui est représenté sur la figure 12 avec ses enroulements et ses parcours de flux.

3-3-2) CHOIX DU CODAGE

Ce transfluxor possède trois parcours de flux de base, donc la représentation généralisée doit faire appel à trois bascules. Un parcours de flux de base est défini d'après les résultats de l'analyse des paragraphes précédents. C'est le parcours le plus court selon lequel on peut commuter la totalité du flux après application d'un signal de commande. Puisque les bobinages doivent passer par les trous d'un transfluxor, les parcours de flux de base sont toujours ceux qui entourent les trous. Le transfluxor à trois trous possède donc trois parcours de flux de base, comme il est indiqué sur la figure 14. Tout parcours composite est représenté dans le modèle par les parcours de base qu'il englobe (Fig. 12b).

Le codage SR d'un graphe de fluence attribue une variable binaire à chaque bascule, ce qui donne pour cet exemple un graphe de huit états définis par trois variables.

Si on associe la valeur de la variable binaire (0 ou 1) à la direction du flux dans un parcours, on peut coder tous les états du noyau en se référant directement aux parcours de flux. On donne la valeur 0 aux parcours dont le flux est saturé dans le sens des aiguilles d'une montre, et la valeur 1 aux parcours dont le flux est saturé dans le sens contraire. Dans certains états on rencontre des parcours non fermés; par exemple, dans l'état bloqué, la direction du flux dans le bras 1 du parcours 1 s'oppose à celle du flux dans le bras 2. Le bras 2 est commun aux parcours 1 et 2 et donc ne peut pas être utilisé comme référence pour le parcours 1. On prend, dans ce cas, la direction du flux du bras indépendant (bras 1 dans cet exemple) comme la direction du flux du parcours.

Le même principe s'applique au parcours 3.

Exemple :

Le nombre binaire 000 représente l'état où tous les parcours sont saturés dans le sens des aiguilles d'une montre (Fig. 13a).

Le nombre binaire 010 indique que seul le parcours 2 est maintenant saturé dans le sens inverse (Fig. 13b).

Le nombre binaire 100 indique que le parcours 1 est saturé dans le sens inverse. En réalité, cet état ne peut pas exister car il implique une discontinuité des parcours de flux (fig. 13c). On le considère comme un état instable, parce que le courant qui tendrait à le commuter entraîne la commutation du parcours 2 pour établir un état stable. Il y a deux autres états instables, 101 et 001.

Connaissant les différents états et leurs codages, on peut établir le graphe de fluence correspondant (Figure 14). page 117

Le graphe de fluence donne la table de fluence ci-après.

	E ₁	E ₂	E ₃	P	L	R	sans Entrée
1	2	3	5	1	1	1	1
2	4	3	8	2	2	1	4
3	4	3	6	6	3	1	3
4	4	3	7	7	4	1	4
5	8	6	6	5	1	1	6
6	7	6	6	6	3	1	6
7	7	6	7	7	4	1	7
8	7	6	8	8	2	1	7

Cette table de fluence est du même type que celles des paragraphes précédents à l'exception de la colonne : "sans entrée". Cette colonne a été ajoutée pour représenter les fonctions asynchrones du système. La table comprend donc les états instables du système ainsi que les états stables.

Si une impulsion d'entrée positionne le système dans un état instable, c'est-à-dire si cette impulsion, à elle seule, commute une bascule qui en commute à son tour une autre, il est fait mention de ce phénomène dans la colonne : "sans entrée".

Exemple :

L'application de l'impulsion E, lorsque le système est dans l'état 1, produit l'état 2. Cet état est instable et, de ce fait, le système va avancer à l'état stable 4 sans l'aide d'une autre impulsion d'entrée. L'état 4 est donc inscrit dans la colonne "sans entrée" pour représenter cette opération asynchrone.

Afin de définir complètement le circuit équivalent, il ne faut laisser aucune case inoccupée dans la table. On a donc été conduit à définir les effets de l'application d'impulsions d'entrée au cours des états instables 2, 5 et 8, ce qui signifie, en fait, que ces impulsions agissent sur le système avant que celui-ci ait eu le temps d'évoluer librement d'un état instable à un état stable.

Il n'y a pas de problème de choix de codage pour cette matrice, étant donné qu'elle est reliée directement au fonctionnement du transflxor. On peut donc établir immédiatement la matrice d'excitation.

		E ₁	E ₂	E ₃	P	L	R	sans entrée
1	000	100	010	001	000	000	000	000
2	100	110	010	101	100	100	000	110
3	010	110	010	011	011	010	000	010
4	110	110	010	111	111	110	000	110
5	001	101	011	011	001	000	000	011
6	011	111	011	011	011	010	000	011
7	111	111	011	111	111	110	000	111
8	101	111	011	101	101	100	000	111

On transforme la matrice d'excitation en matrice SR à l'aide de la matrice de transformation :

		E ₁	E ₂	E ₃	P	L	R	sans entrée
1	000	10 0- 0-	0- 10 0-	0- 0- 10	0- 0- 0-	0- 0- 0-	0- 0- 0-	0- 0- 0-
2	100	-0 10 0-	01 10 0-	-0 0- 10	-0 0- 0-	-0 0- 0-	01 0- 0-	-0 10 0-
3	010	10 -0 0-	0- -0 0-	0- -0 10	0- -0 10	0- -0 0-	0- 01 0-	0- -0 0-
4	110	-0 -0 0-	01 -0 0-	-0 -0 10	-0 -0 10	-0 -0 0-	01 01 0-	-0 -0 0-
5	001	10 0- -0	0- 10 -0	0- 10 -0	0- 0- -0	0- 0- 01	0- 0- 01	0- 10 -0
6	011	10 -0 -0	0- -0 -0	0- -0 -0	0- -0 -0	0- -0 01	0- 01 01	0- -0 -0
7	111	-0 -0 -0	01 -0 -0	-0 -0 -0	-0 -0 -0	-0 -0 01	01 01 01	-0 -0 -0
8	101	-0 10 -0	01 10 -0	-0 10 -0	-0 0- -0	-0 0- 01	01 0- 01	-0 10 -0

Les équations qui résultent de cette matrice sont les suivantes :

$$S_1 = E_1$$

$$R_1 = E_2 + R$$

$$S_2 = E_1 y_1 + E_2 + E_3 y_3 + y_1 + y_3 = E_2 + y_1 + y_3$$

$$R_2 = R$$

$$S_3 = E_3 + P y_2$$

$$R_3 = L + R.$$

Les termes y_1 et y_3 dans l'équation de S_2 contiennent $E_1 y_1$ et $E_3 y_3$. On peut donc les éliminer. Le circuit équivalent qui en résulte est indiqué ci-dessous (fig. 3.28)

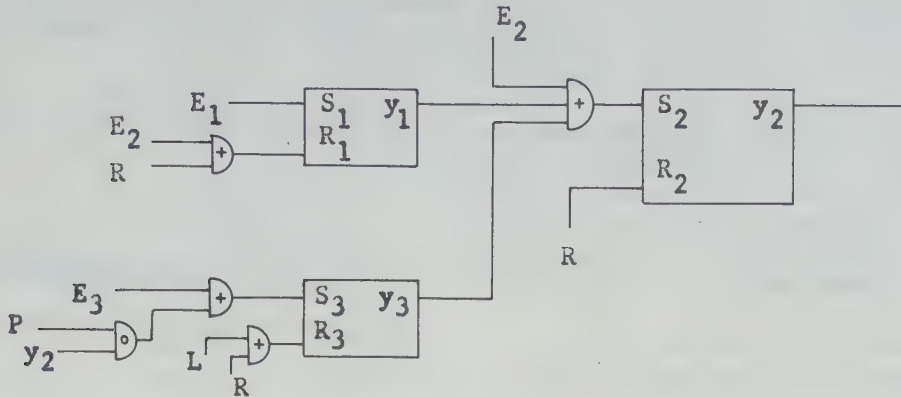


Figure 15

Pour simplifier le diagramme, on n'a pas représenté la sortie. Ce circuit met en évidence l'interaction entre le parcours 2 et les parcours 1 et 3 : la commutation d'un de ces derniers entraîne la commutation du parcours 2, tandis que 2 peut être commuté sans changer 1 et 3. Il montre aussi que la fonction "ET" liant l'entrée P et y_2 est due au fait que l'amplitude de P seule ne suffit pas pour commuter 2 et 3 en même temps. Elle peut donc commuter 3 seulement après la commutation de 2 par une autre impulsion. Il est évident que les fonctions de 1 et 3 sont tout-à-fait symétriques par rapport à 2, et un courant P à l'entrée S_1 serait représenté par le même circuit équivalent qu'il a pour S_3 , etc.

Si maintenant, on enlève les entrées, on trouve un circuit équivalent qui représente les parcours de flux et leurs interactions, et qui est valable pour tout bobinage. A partir de ce circuit de base on peut ajouter des circuits d'entrée représentant un bobinage quelconque afin de trouver le circuit équivalent du dispositif. La figure 16 indique le circuit de base avec deux bobinages possibles et les circuits équivalents d'entrées qui les représentent.

Par inspection de ce modèle, et les exemples déterminés par l'analyse (paragraphe 3.2), on peut faire les généralisations suivantes :

Correspondances Biunivoques

Circuit Magnétique

- (1) Parcours de flux autour d'un trou
- (2) Intersection de deux parcours de flux

Circuit Logique Equivalent

Bascule

Liaison entre deux bascules :
La sortie de la bascule qui représente le parcours dépendant est l'entrée de la bascule représentant le parcours indépendant.

Parcours dépendant : parcours dont la commutation ne peut être faite que si un deuxième parcours a déjà été commuté
par ex. : parcours 1 et 3.

Parcours indépendant : parcours dont la commutation ne change pas l'état d'un autre parcours.

<u>Circuit électrique</u>	<u>Circuit logique équivalent</u>
(1) Enroulement dans le sens de commutation à "1" sur un parcours	Entrée S de la bascule correspondante
(2) Enroulement dans le sens inverse	Entrée R de la bascule
(3) Entrée de courant limité* par ex. : Positionnement	Entrée par circuit ET de la bascule correspondante

(*) NOTE : Si le courant de positionnement dépasse le seuil critique, le schéma équivalent change : l'entrée "Positionnement" devient une entrée comme dans le paragraphe (1) de l'analogie.

3-4 - CONCLUSIONS

Le modèle développé dans cet article montre la possibilité d'utiliser un transfluxor à la place de circuits séquentiels conventionnels. On a vu que l'on peut ainsi, dans certains cas, assurer les fonctions d'une ou plusieurs bascules à l'aide d'un seul transfluxor.

Ce modèle s'avère utile pour déterminer les possibilités logiques d'emploi d'un transfluxor donné quelle qu'en soit la forme. Réciproquement, il permet de déterminer la configuration d'un transfluxor devant répondre à des fonctions préétablies. On peut également l'utiliser d'une manière plus théorique, en envisageant, par exemple, l'analyse mathématique d'un système par sa décomposition en sous-systèmes ayant chacun une table de fluence correspondant à celle d'un transfluxor. Cette analyse pourrait alors se faire en décomposant la table de fluence en sous-tables, ou en la codant avec un code redondant à séquences logiques réalisables à l'aide de transfluxors. Cependant, ce sont des procédés très complexes, qu'il n'est pas utile de mettre en oeuvre quand un schéma synoptique et des raisonnements simples suffisent.

Quelle que soit l'efficacité d'emploi des transfluxors, certaines limitations sont imposées à leur développement dans les applications logiques. En effet, leur vitesse de fonctionnement est relativement lente par rapport à celle des circuits équivalents à semi-conducteurs et ils exigent des courants de commande assez élevés. Leur utilisation semble particulièrement convenir dans le cas de circuits à faible cadence de fonctionnement mais où il est exigé une très grande fiabilité.

.../...

Etats d'Opération

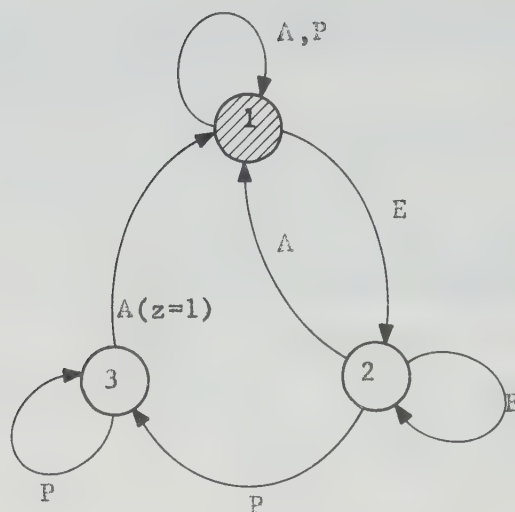
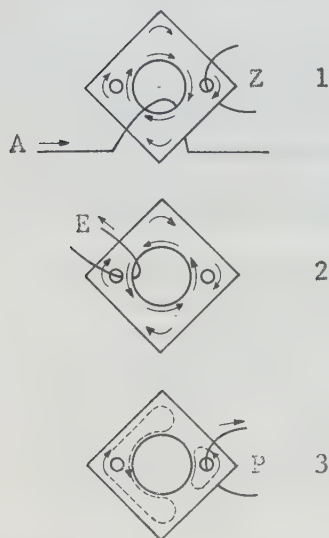


Figure .1

Configurations de flux correspondant aux états logiques du noyau.

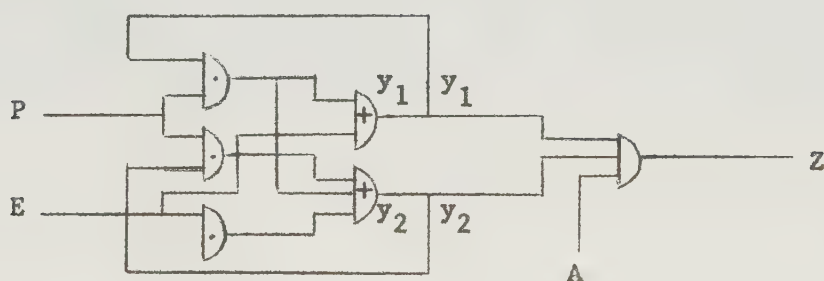


Figure 2

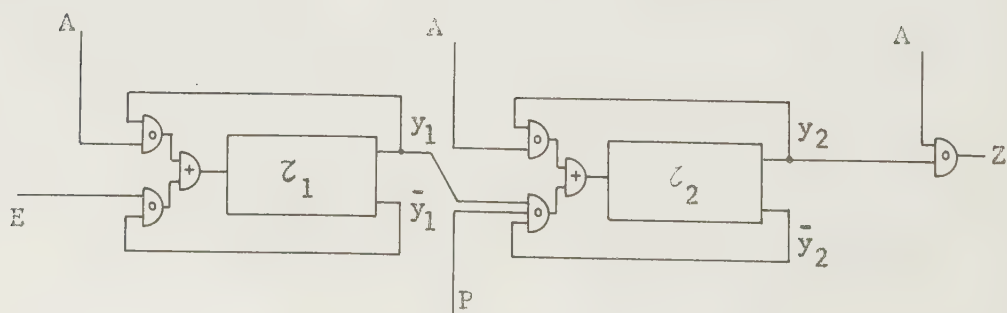


Figure 3

figurations de flux
correspondant aux
états logiques du
système.

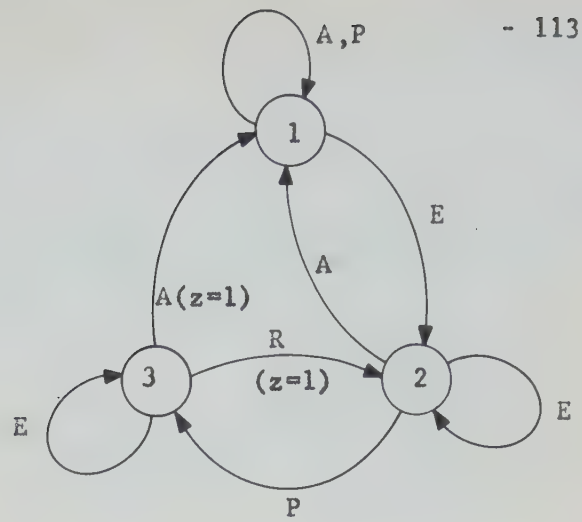
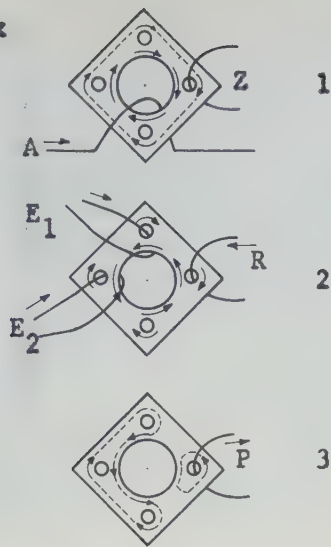


Figure 5

Les entrées et les circuits de commande sont :

E_1 = entrée d'information P = positionnement
 E_2 = " " A = réenclenchement
 R = lecture non destructive

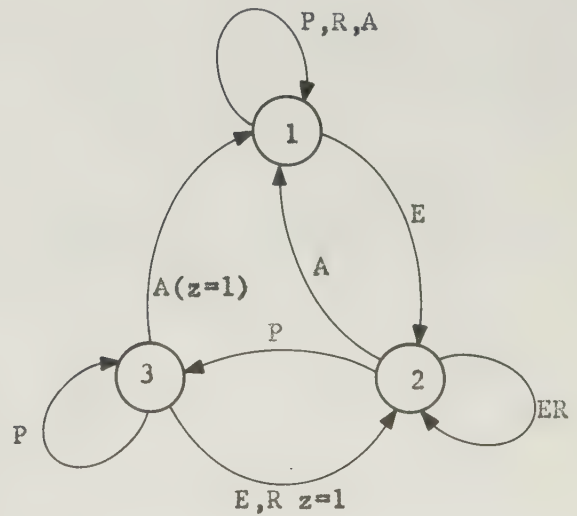
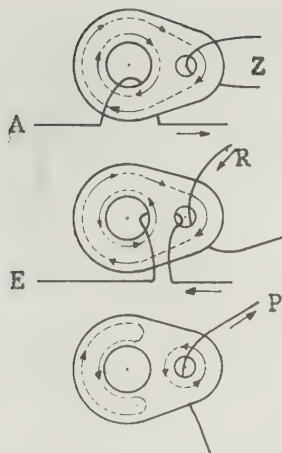


Figure 7

Les entrées et circuits de commande sont les suivants :

E = entrée
P = positionnement
R = lecture non destructive
A = réenclenchement

Etats d'Opération.

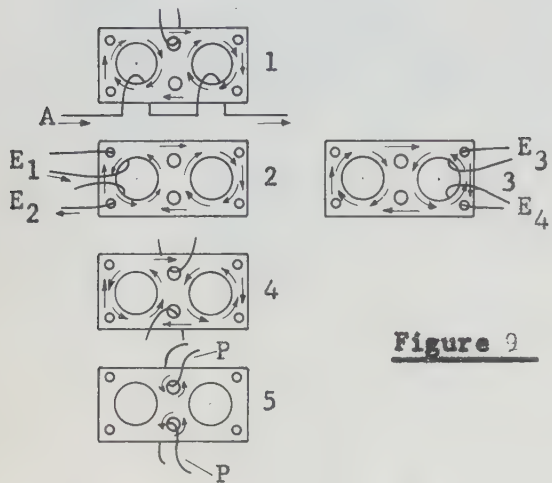


Figure 9

E1, E2, E3, E4 = entrée
P = positionnement
R = lecture non destructive
A = réencenchement

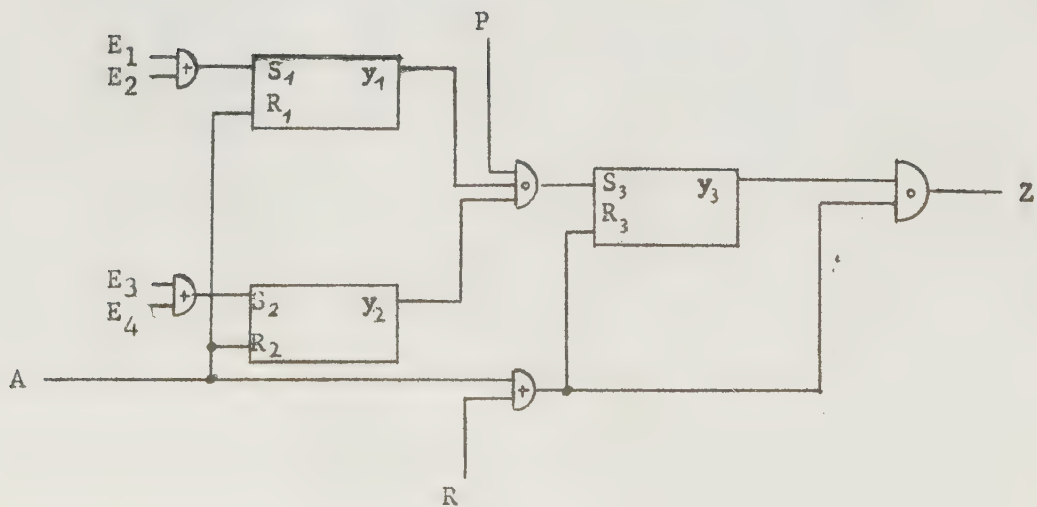
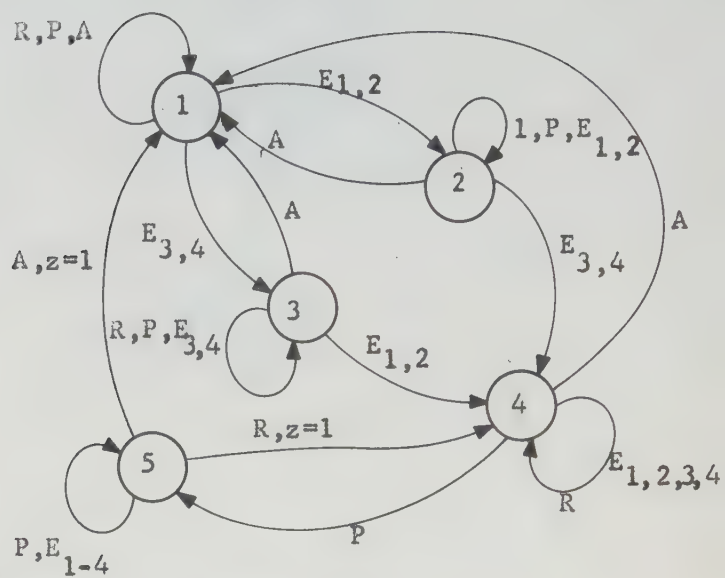
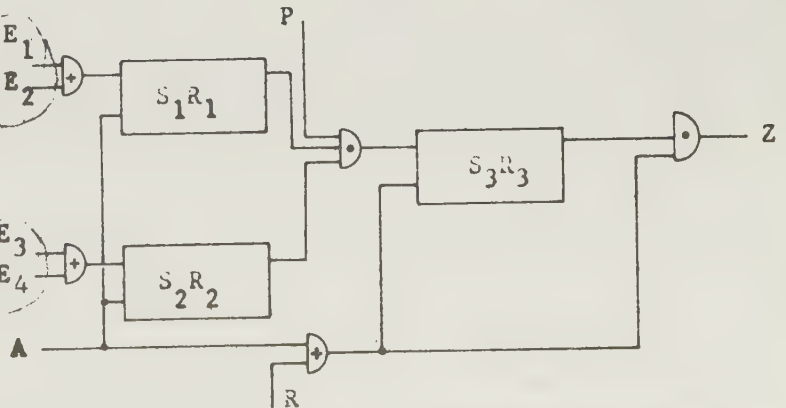
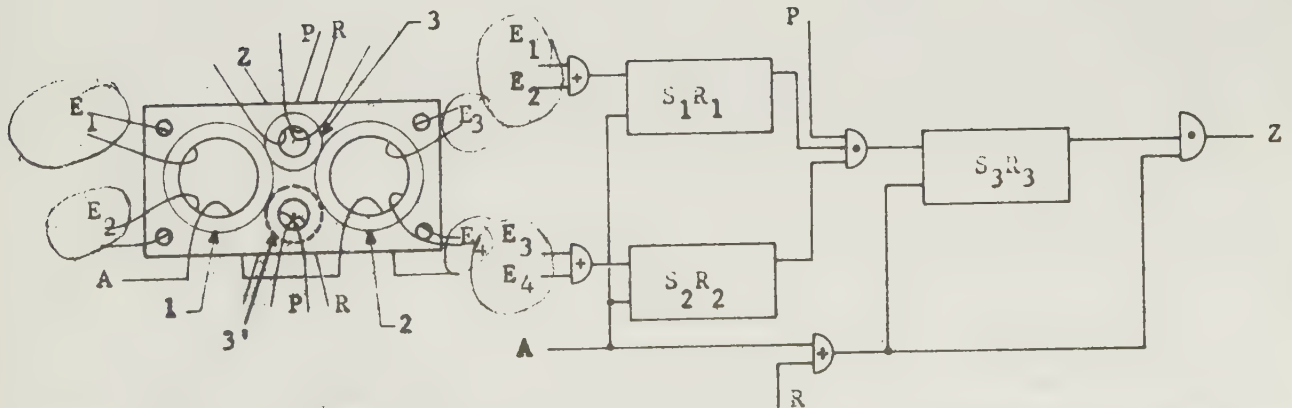
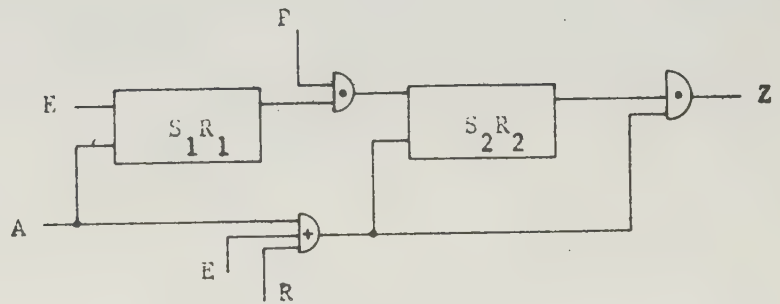
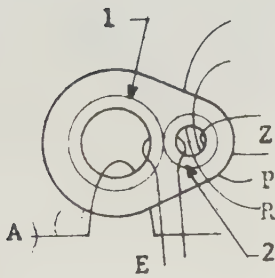
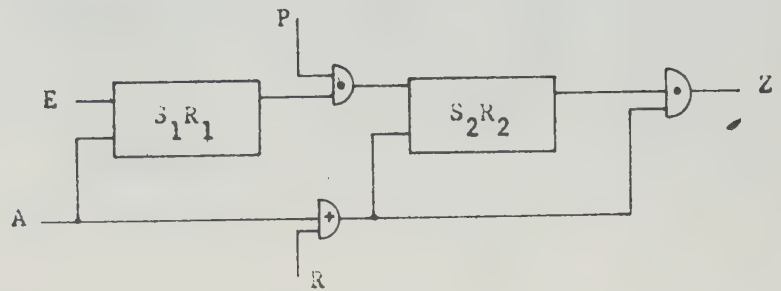
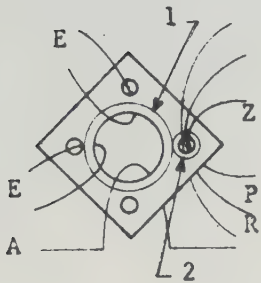
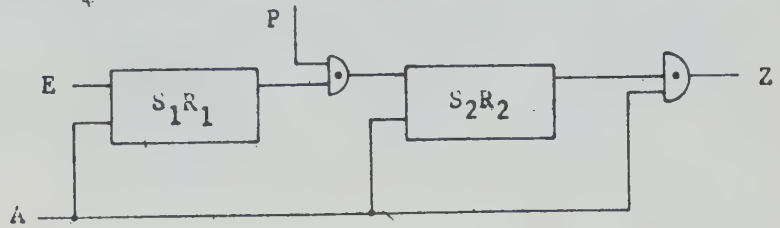
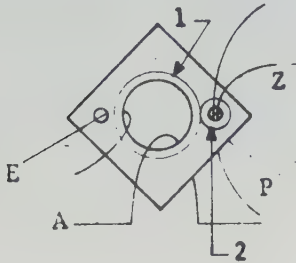


Figure .10

Figure 11

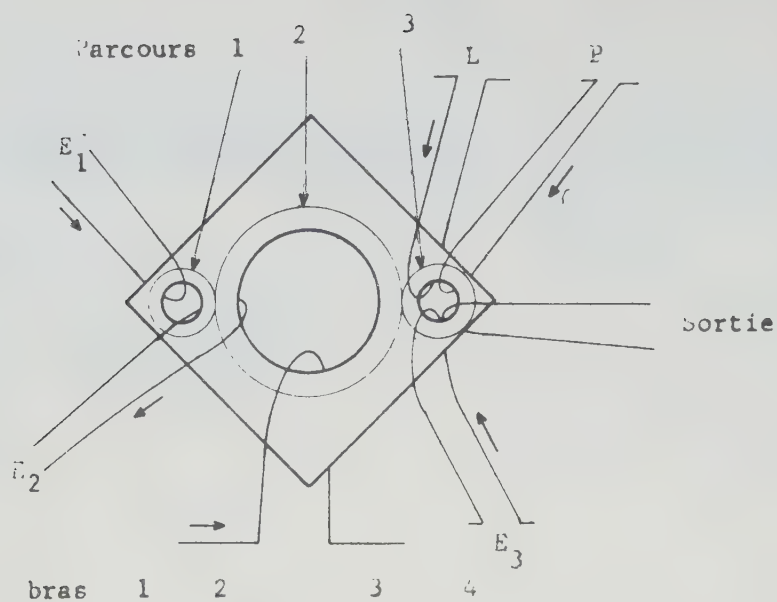
Transfluxors avec indication
des parcours de flux commutants

Circuits équivalents à bascules numérotées de façon
à les faire correspondre aux parcours de flux
commutants



NOTE : Le parcours 3' a une fonction identique à celle du parcours 3, et est
représenté sur la figure en pointillé.

.../...



- E₁ - Entrée parcours 1
- E₂ - " parcours 1 et 2
- E₃ - " parcours 3
- P - Positionnement parcours 3 Courant Limité
- L - Lecture parcours 3
- R - Réenclenchement - tous les parcours

Figure 12a

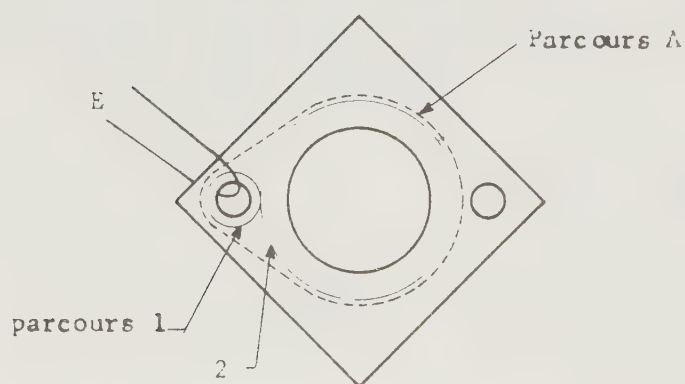
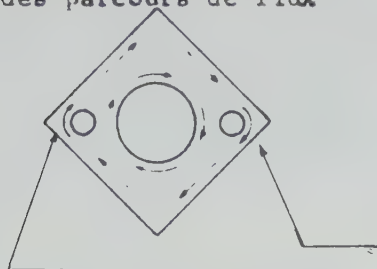


Figure 12b

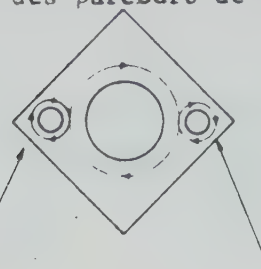
Correspondance entre parcours englobant deux trous et représentation schématique. La commutation selon un parcours tel que le parcours A est représentée par les commutations des parcours 1 et 2 dans la représentation schématique.

Configurations réelles
des parcours de flux

Configurations schématiques
des parcours de flux

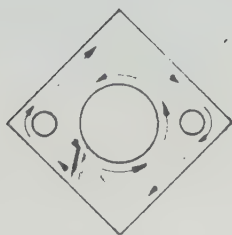


ETAT 000
(stable)



bras indépendants

Figure 13a



ETAT 010
(stable)

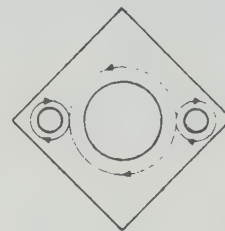
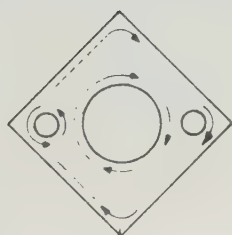


Figure 13b



ETAT 100
(instable)

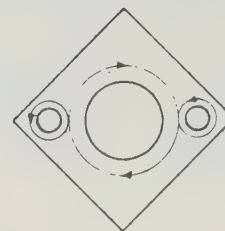
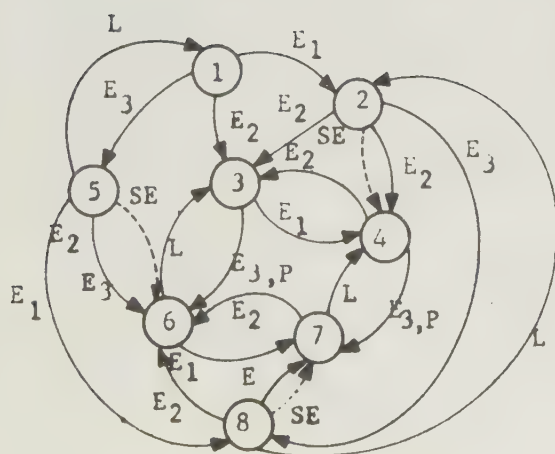


Figure 13c



Etat	Parcours de Flux		
	1	2	3
1	0	0	0
2	1	0	0
3	0	1	0
4	1	1	0
5	0	0	1
6	0	1	1
7	1	1	1
8	1	0	1

SE = Sans Entrée

Figure 14

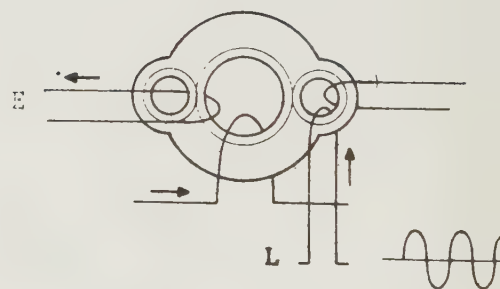
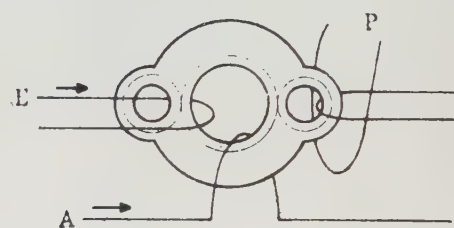
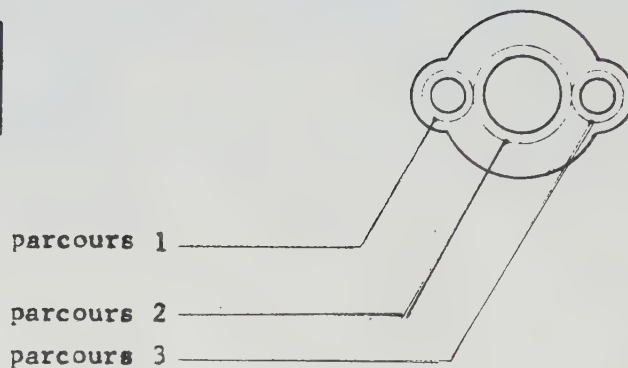


Figure 16

A N N E X E 1

ETUDE COMPARATIVE DE DEUX CIRCUITS, L'UN A TORES SIMPLES, L'AUTRE A TRANSFLUXORS, REALISANT LES MEMES FONCTIONS

- Circuit à tores simples - (Fig. 17a)

Supposons que les tores 1 et 1' soient dans l'état logique "1". L'impulsion "A" remet ces tores dans l'état "0". A la sortie du tore 1 est alors induite une impulsion de courant qui, parcourant des enroulements de sens opposés, commut le tore 2, et laisse le tore 2' dans l'état "0".

Le courant "P" est un courant continu d'amplitude suffisante pour inverser le flux dans les tores de petit diamètre (1', 2' et 3') et insuffisante pour commuter les tores de grand diamètre (1, 2 et 3).

Lorsque deux tores, tels que 2 et 2', sont dans l'état "0", ce courant ne parvient pas à inverser le flux dans 2' puisque le couplage réalisé entre 2 et 2' est suffisamment serré (*) pour provoquer conjointement la commutation du tore 2. Par contre, si ce dernier a été mis préalablement dans l'état "1", ce courant peut inverser lentement le flux dans 2'.

L'impulsion "B" remet alors ces deux tores dans l'état "0" en provoquant le transfert de l'information dans le tore 3.

Les enroulements de maintien, parcourus à la fois par les impulsions A et B (M sur la figure) empêchent la progression de l'information vers la gauche.

- Circuit logique équivalent au circuit à tores - (voir fig. 17b)

- Circuit à transfluxors (Fig. 17c)

Les parcours de flux, notés 1, 2, 3 et 1', 2', 3' remplissent les fonctions des tores correspondants de la figure 17a. Le transfluxor utilisé comportant trois trous, on dispose de trois parcours de flux distincts. Comme, d'après le circuit équivalent (Fig. 16b), on n'a besoin que de deux de ces parcours pour remplir les fonctions de chaque étage de transmission, on ne tient pas compte de celui entourant le trou de petit diamètre situé à la gauche de l'élément sur le dessin. Les courants de commande sont les mêmes que ceux nécessaires au fonctionnement du circuit à tores simples.

Remarque :

On s'est attaché ici à faire ressortir les analogies d'ordre magnétique pouvant exister entre ces deux techniques, d'où les schémas proposés. Mais, en pratique, les registres à décalage à tores simples sont réalisés d'une façon différente de celle indiquée sur la fig. 20a.

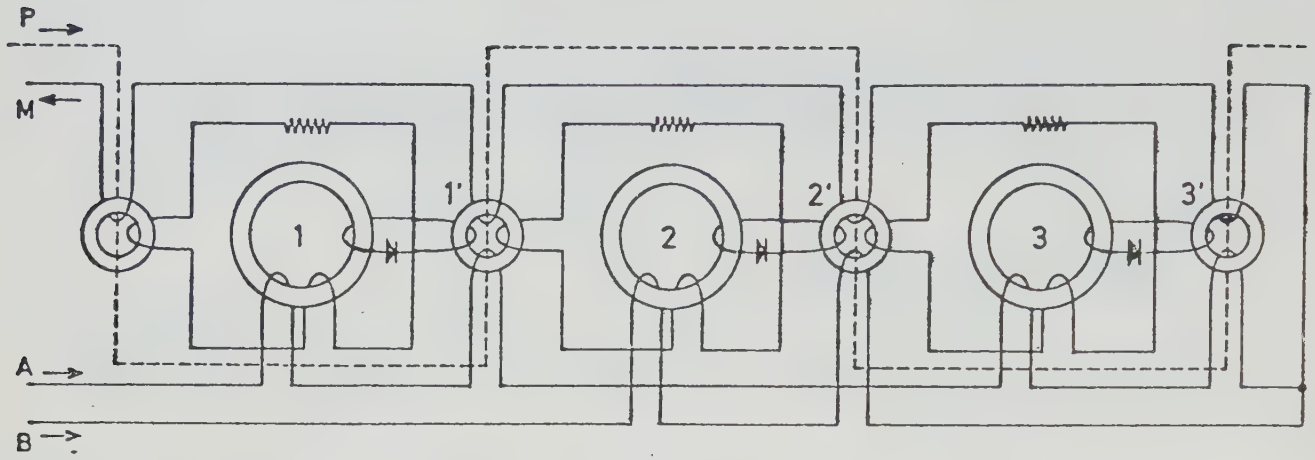


Fig. 17a

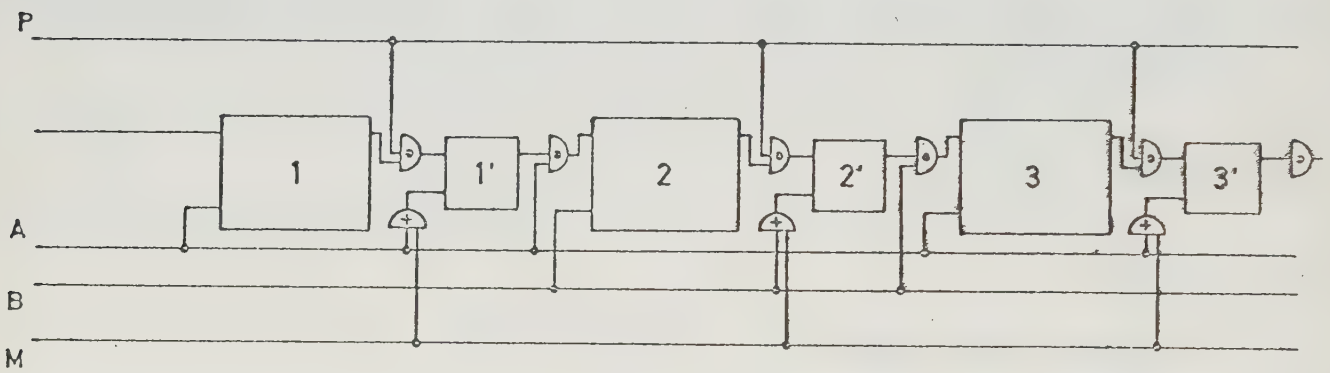


Fig. 17 b

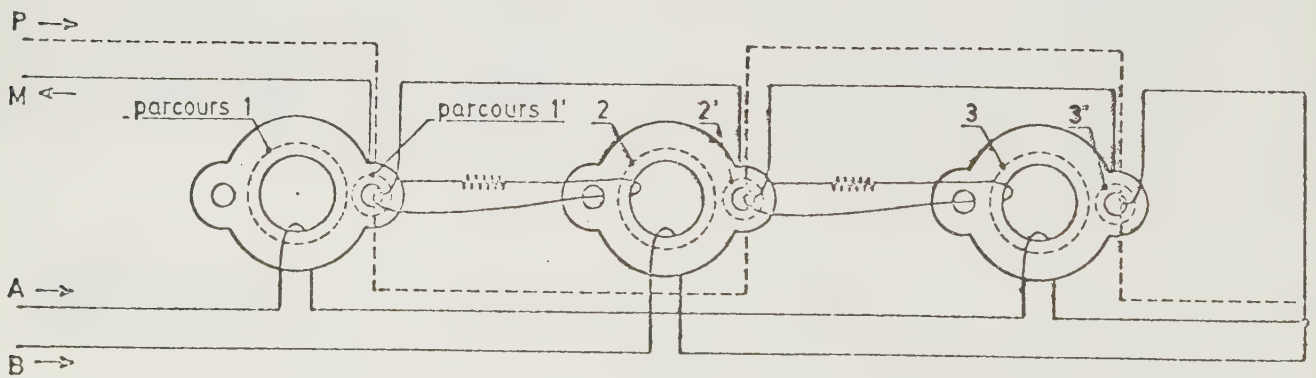


Fig. 17 c

A N N E X E II

APPLICATION DU MODELE LOGIQUE AUX PROBLEMES D'ETABLISSEMENT DES CIRCUITS

I - COMPTEUR BINAIRE

Exemple d'application - Compteur binaire synchrone

1) Généralités

L'analogie développée ici entre le fonctionnement d'un parcours de flux et celui d'une bascule SR peut aider à la recherche de nouveaux circuits et applications utilisant les transfluxors. On donnera ici l'exemple d'un compteur binaire. Toutefois, il faut rappeler que le modèle logique ne donne qu'une indication des possibilités des transfluxors, et qu'il reste à dimensionner les paramètres du circuit, (rapport de spires, résistance de couplage, etc...) pour assurer le bon fonctionnement et la fiabilité du circuit.

2) Circuit logique

a - Diviseur binaire

On a montré dans la figure 6 le circuit logique qui est le modèle d'un transfluxor avec des enroulements d'entrée, positionnement sortie, et remise à zéro pour utilisation dans un registre à décalage. La figure 18a montre le même transfluxor avec un circuit de lecture non destructive. En reliant ce circuit de lecture à l'entrée S1, on réalise un circuit de division binaire. La séquence de fonctionnement est la suivante. On appelle "E" l'entrée qui attaque à la fois S1 et R2. La première impulsion à l'entrée E met à 1 la bascule SR1. Elle ne produit aucun changement dans l'état de la bascule SR2, cette dernière restant à l'état 00. Le courant de positionnement, par la suite, met dans l'état 1 la deuxième impulsion à l'entrée E rem et SR2 à 0, produisant ainsi une impulsion de sortie. Cette séquence nous montre qu'il n'y a qu'une impulsion de sortie pour les deux premières impulsions d'entrée.

La figure 19 indique les configurations des parcours de flux associés aux quatre phases de fonctionnement du diviseur.

Cependant, pour assurer la division des impulsions qui suivent, il faut remettre la bascule SR1 à zéro au moment de l'impulsion de sortie de SR2. Cette opération est faite par un deuxième transfluxor qu'on appelle transmetteur.

.../...

b - Transmetteur

Le transmetteur dont le schéma et le circuit équivalent, sont représentés par la fig. 20, s'appelle ainsi parce que sa tâche principale est d'amplifier l'impulsion de sortie du diviseur, et de la transmettre au diviseur suivant. Il remet en même temps à 0 le diviseur au moyen d'une autre sortie. Son fonctionnement, indiqué par la figure 21 est analogue à celui d'un transfluxor d'un registre à décalage. Son entrée est alimentée par l'impulsion de sortie du premier diviseur, par la suite des courants de positionnement renversent le flux dans les deux trous de sortie, et, finalement, la remise à 0 s'effectue par une impulsion d'avance qui produit des impulsions de sortie l'une pour remettre à 0 le transfluxor diviseur, l'autre pour transmettre l'information au diviseur suivant.

La figure 22 représente le circuit d'un compteur à trois chiffres binaires. Les transfluxors transmetteurs sont alimentés par deux trains d'impulsions décalés dans le temps. L'entrée du diviseur D1 doit être en synchronisme avec le train d'impulsions "avance B" pour assurer que la sortie du diviseur ne se confonde pas avec l'impulsion d'avance de son transmetteur. De la même façon, l'entrée du diviseur D2 (alimentée par la sortie de T1) est en synchronisme avec le train d'impulsions "avance A".

La figure 23 représente la séquence d'addition binaire de $1 + 0 + 1 + 1 + 0 + 1$ avec l'indication de la position relative dans le temps des impulsions dans les mailles de couplage C_1 , C_2 , t_1 et r_1 et l'état des transfluxors D_1 , D_2 et T_1 .

DIVISEUR DE FREQUENCE

Le diviseur de fréquence a pour base les mêmes principes de fonctionnement que le compteur binaire synchrone. Pour diviser la fréquence, il suffit de relier l'entrée au circuit d'impulsions IA2, pour que l'entrée reçoive des impulsions à la même fréquence que ce dernier.

Le diagramme de fréquence d'impulsions dans le temps est indiqué par la figure 23. D'après ce diagramme on voit que le transfluxor T_1 produit une impulsion de sortie toutes les deux impulsions d'entrée sur C_1 . Autrement dit, la sortie de cette tranche du compteur divise la fréquence d'entrée par deux. Cependant, cette sortie alimente l'entrée de la deuxième tranche. Donc la sortie de la deuxième tranche, en divisant encore par deux, produit une impulsion toutes les quatre impulsions d'entrée. De la même façon, T_3 sort une impulsion toutes les huit impulsions d'entrée, etc.

Ce circuit est donc valable pour une division binaire de fréquence à multiples sorties, chacune d'elles donnant une division binaire successive.

Conclusions

Les circuits de comptage et division binaire de fréquence établis ici sont beaucoup plus économiques que les circuits à transfluxors classiques. On utilise ici seulement deux transfluxors par chiffre, tandis que les circuits classiques en ont besoin d'au moins quatre. La complexité de bobinage des transfluxors n'est pas plus grande que dans les conceptions précédentes. Donc l'utilisation du modèle logique peut permettre une simplification des circuits à transfluxors.

Les possibilités du modèle s'étendent aussi à la conception de nouvelles formes de transfluxors. La représentation d'un parcours de flux par une bascule SR permet d'établir des circuits magnétiques itégrés, réalisant des fonctions séquentielles particulières, au besoin avec une réduction du prix de revient qui pourrait les rendre compétitifs avec les transistors.

DIVISEUR DE FREQUENCE

Le diviseur de fréquence a pour base les mêmes principes de fonctionnement que le compteur binaire synchrone. Pour diviser la fréquence, il suffit de relier l'entrée au circuit d'impulsions IA2, pour que l'entrée reçoive des impulsions à la même fréquence que ce dernier.

Le diagramme de fréquence d'impulsions dans le temps est indiqué par la figure 3.36. D'après ce diagramme on voit que le transfluxor T_1 produit une impulsion de sortie toutes les deux impulsions d'entrée sur C_1 . Autrement dit, la sortie de cette tranche du compteur divise la fréquence d'entrée par deux. Cependant, cette sortie alimente l'entrée de la deuxième tranche. Donc la sortie de la deuxième tranche, en divisant encore par deux, produit une impulsion toutes les quatre impulsions d'entrée. De la même façon, T_3 sort une impulsion toutes les huit impulsions d'entrée, etc.

Ce circuit est donc valable pour une division binaire de fréquence à multiples sorties, chacune d'elles donnant une division binaire successive.

Conclusions

Les circuits de comptage et division binaire de fréquence établis ici sont beaucoup plus économiques que les circuits à transfluxors classiques. On utilise ici seulement deux transfluxors par chiffre, tandis que les circuits classiques en ont besoin d'au moins quatre. La complexité de bobinage des transfluxors n'est pas plus grande que dans les conceptions précédentes. Donc l'utilisation du modèle logique peut permettre une simplification des circuits à transfluxors.

Les possibilités du modèle s'étendent aussi à la conception de nouvelles formes de transfluxors. La représentation d'un parcours de flux par une bascule SR permet d'établir des circuits magnétiques itégrés, réalisant des fonctions séquentielles particulières, au besoin avec une réduction du prix de revient qui pourrait les rendre compétitifs avec les transistors.

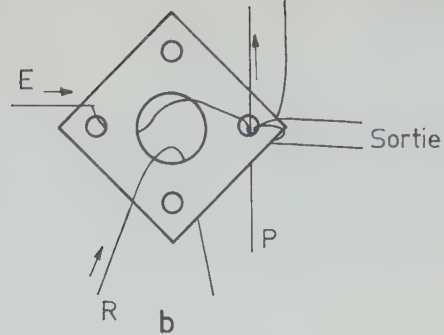
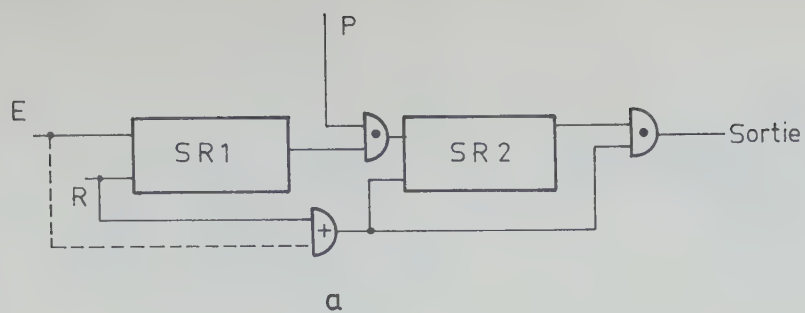


figure 18

DIVISEUR BINAIRE

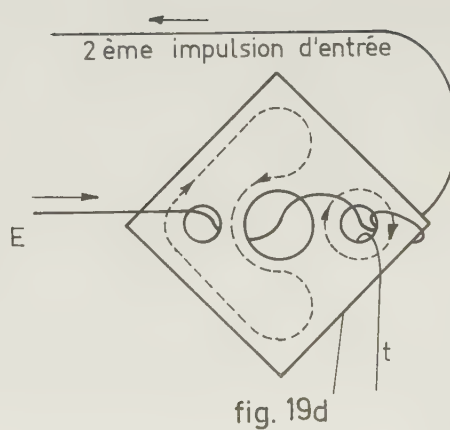
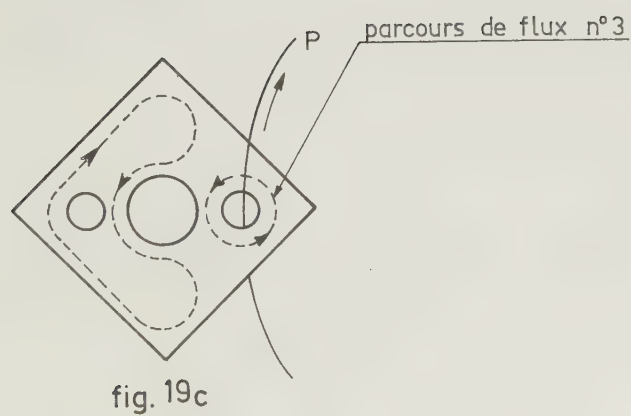
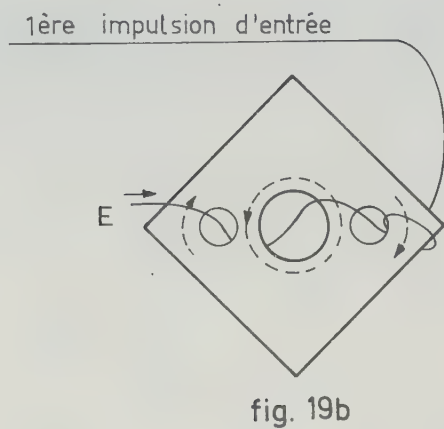
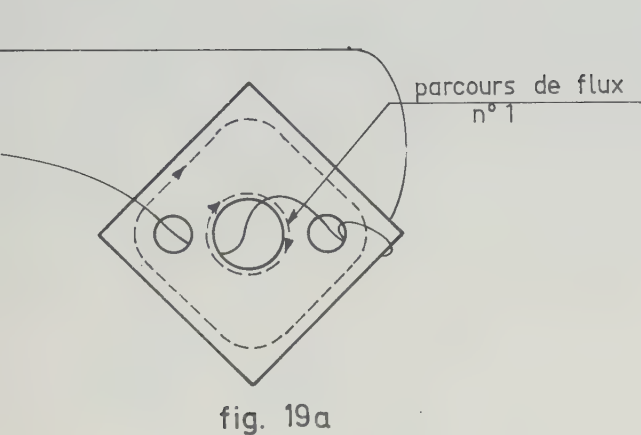


figure 19

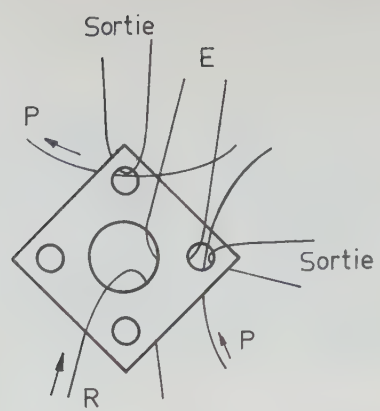
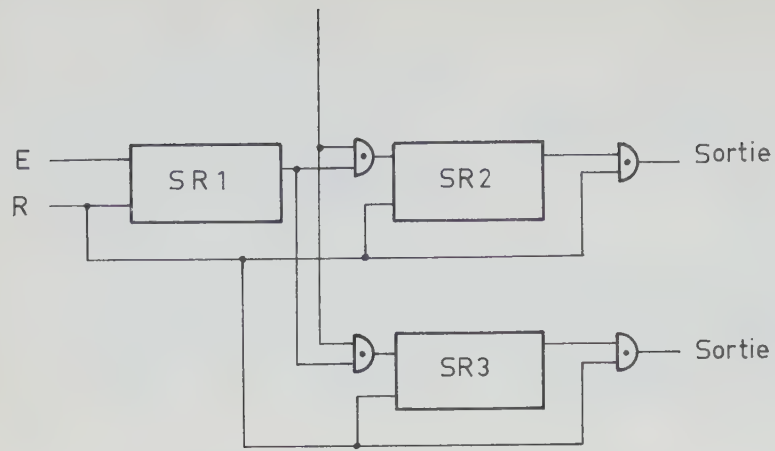


figure 20

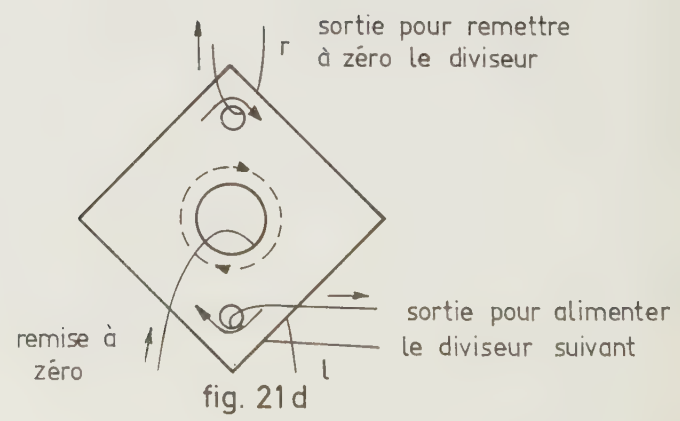
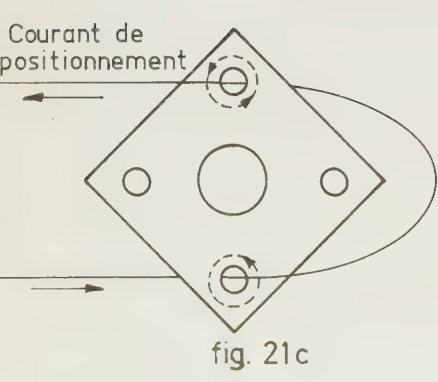
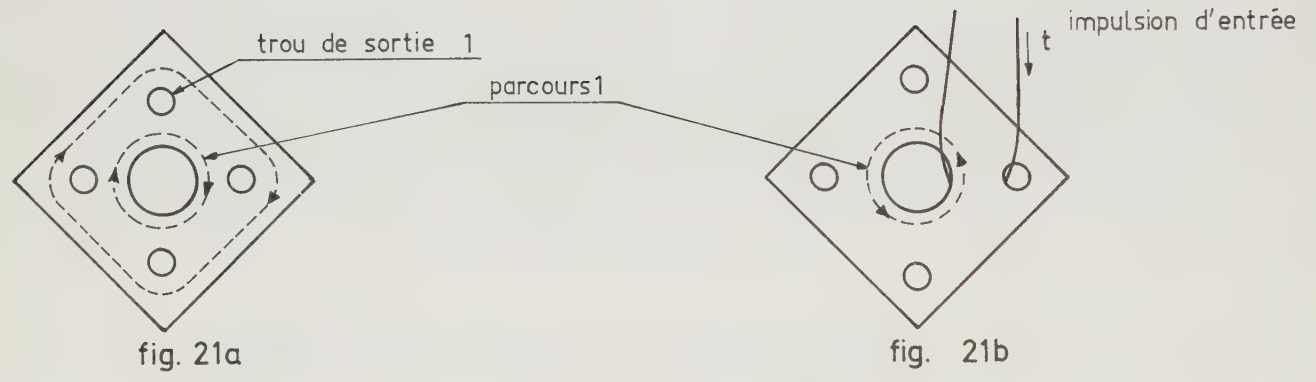


figure 21

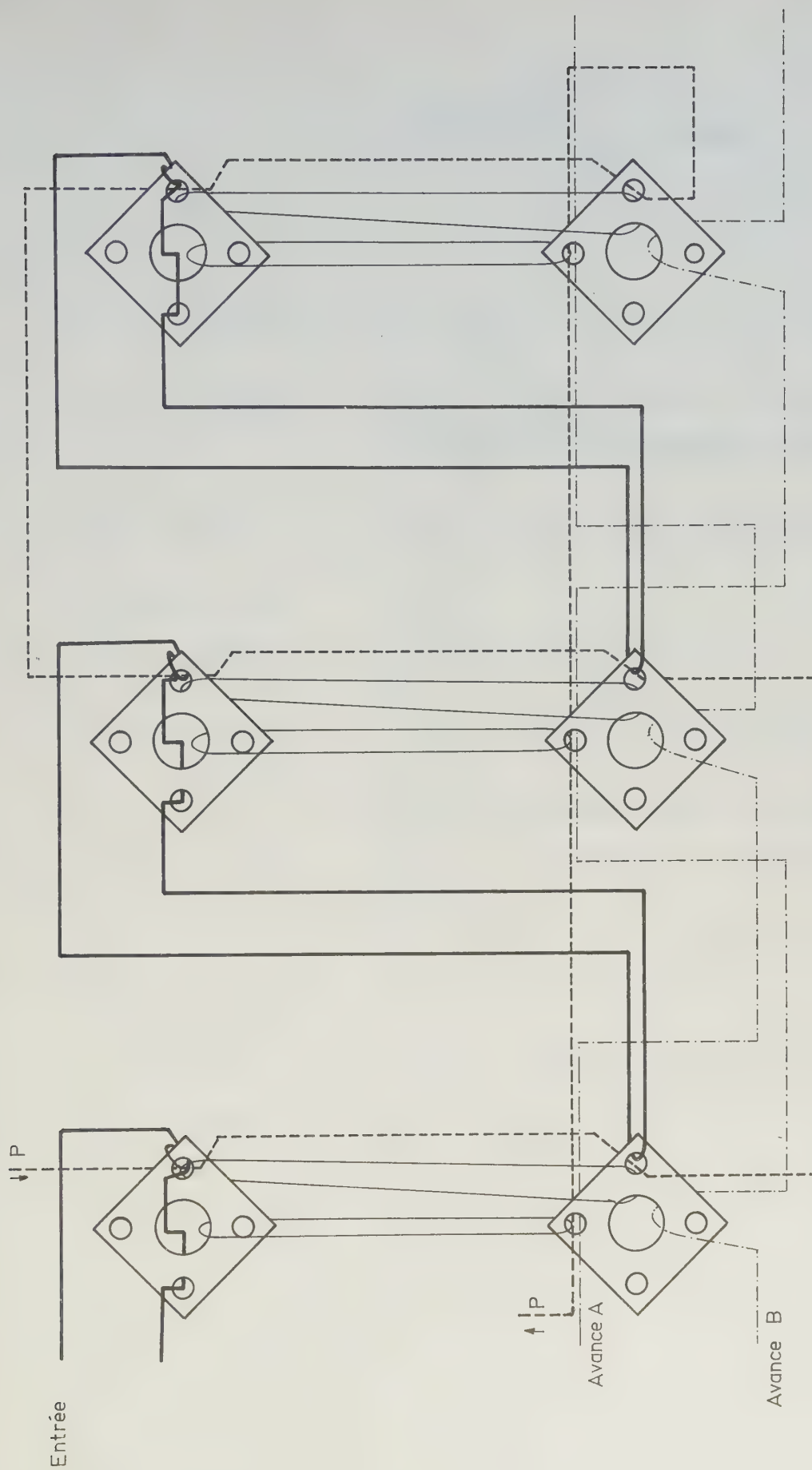
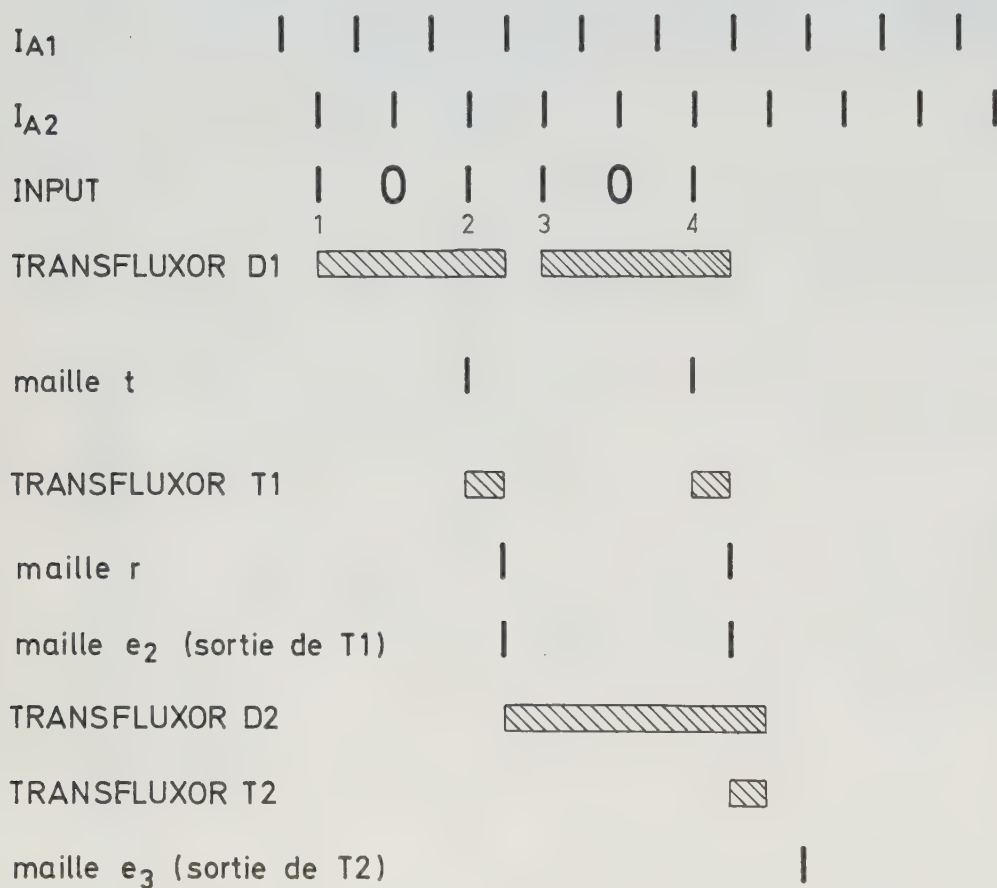


Figure 3.35

COMPTEUR BINAIRE A TROIS CHIFFRES

Fig. 3.36

FONCTIONNEMENT DU COMPTEUR BINAIRE



Nombre d'impulsions d'entrée	Etat des tranfluxors diviseurs
0	0 0
1	1 0
2	0 1
3	1 1

BIBLIOGRAPHIE

- (1) P.A. NEETESON Commutation de noyaux de ferrite à boucle rectangulaire - DUNOD
- (2) U.F. GIANOLA Integrated Magnetic Circuits for synchronous sequential logic machines
Bell System Technical Journal Vol. 39, p. 295-332
March 1960
- (3) D. NITZAN Analysis of Mad-R Shift Register and Driver
Stanford Research Institute
- (4) SMIT - WIJN Ferrites
- (5) D.R. BENNION Mad Resistance Shift Registers
Proc. Nonlinear Magnetics Conf. - Oct. 1960
- (6) D.R. BENNION Design and Analysis of MAD transfer
CRANE Circuitry
Proc. of West. Joint Computer Conf. - June 1959
- (7) J.A. RACHMAN Magnetics for Computers - a survey of the state of the art.
J. A. RACHMAN
R.C.A. Revue Vol. XX - mars 1959.
- (8) MENYUK Magnetic material for digital computer.
GOODENOUGH Components.
Journal of Applied Physics - Jan. 1955
- (9) RAJCHMAN - LO The Transfluxor - a magnetic gate with stored variable setting.
- (10) L.S. ONYSHKEVYCH Analysis of circuits with multihole magnetic cores.
Thèse à M.I.T. June 1957.

- (12) J.P. PERRIN Systèmes Logiques
 E. DACLIN DUNOD 1967
 M. DEMOUELETTE

- (13) S.H. CALDWELL Switching circuits and logic design.
 Wiley 1958

- (14) R.W. ROBERTS Influence of ID-OD Ratio on
 R.I. VAN NICE Magnetic Properties of Toroidal Cores
 Electric Engineerings - October 1955.

- (15) G.W. DICH Performance of the Core Equivalent of the Transfluxor
 Shift Register
 IEEE Sept. 1964.

- (16) G.W. HESTERMAN Switching Properties of a Partially Set Square Loop
 Ferrite Core
 IEEE Transactions on Magnetism - Déc. 1965

- (17) L. GELLI The behaviour of Rectangular Hysteresis Loop cores
 in every application
 Proceedings of the IEEE November 1963.

- (18) D.R. BENNION High Resistance type Magnetic Shift Registers
 Report - Stanford Research Institute.

2ème THESE

Propositions données par la Faculté :

"REALISATION DE FONCTIONS LOGIQUES A PARTIR DE COUCHES
MINCES MAGNETIQUES"

LISTE DES SYMBOLES

H	- Champ appliqué
H_n	- Champ de noyautage
H_i	- Champ propre à une pointe de domaine
H_w	- Champ coercitif du déplacement des parois des domaines
H	- Champ appliqué parallèle à l'axe d'aimantation facile.
$H \mid$	- Champ appliqué perpendiculaire à l'axe d'aimantation facile.
H_K	- Champ d'anisotropie
H_{to}	- Champ coercitif du déplacement d'une pointe de domaine
M	- Vecteur d'aimantation
σ_w	- Energie de parois / cm^2
E_A	- Energie d'anisotropie
E_p	- Energie d'une pointe de domaine
E_{demag}	- Energie démagnétisante
K	- Constante d'anisotropie
k	- Coefficient de proportionnalité
P	- Pression magnétique sur une paroi
N	- Facteur démagnétisant
V	- Vitesse de propagation d'une paroi de domaine
V_t	- Vitesse de propagation d'une pointe de domaine
α	- Angle que fait le champ avec l'axe d'aimantation facile
α_e	- Angle critique
θ	- Angle que fait le champ avec le vecteur d'aimantation
β	- Angle entre l'axe d'aimantation facile et un parcours de basse Coercitivité.

TABLE DES MATIERES

LISTE DES SYMBOLES

1 - INTRODUCTION

2 - LES COUCHES MINCES MAGNETIQUES

- 2-1 - Généralités
- 2-2 - Anisotropie
- 2-3 - Mécanismes de commutation
- 2-4 - Pression Magnétique sur une Paroi
- 2-5 - Préparation

3 - TECHNOLOGIE

- 3-1 - Généralités
- 3-2 - Logique à Fil Magnétique
- 3-3 - Registre à décalage des parois des domaines
- 3-4 - Problèmes relatifs à la forme des domaines

4 - LOGIQUE A PROPAGATIONS DES POINTES DES DOMAINES

- 4-1 - Généralités
- 4-2 - Coercitivité d'une pointe de domaine
- 4-3 - Modèle Général
 - 4-3-1 - Champs propres aux pointes des domaines
- 4-4 - Technologie
 - 4-4-1 - Equations de construction
 - 4-4-2 - Noyautage par champ propre à la pointe d'un domaine
- 4-5 - Réalisation des fonctions logiques
 - 4-5-1 - Noyautage conditionnel
 - 4-5-2 - Blocage et direction de flux
 - a) Blocage
 - b) Direction
 - 4-5-3 - Fan In
 - 4-5-4 - Lecture

5 - CONCLUSION

REFERENCES

ILLUSTRATIONS

- t - Epaisseur de la couche mince
- d - Demi-longueur d'un parcours
- ℓ - Longueur d'une pointe de domaine
- r - Séparation entre deux pointes de domaines
- β_t - Mobilité d'une pointe de domaines.

1 - INTRODUCTION

L'étude mathématique faite sur les éléments ferrites multitrans dans la première thèse a montré que cette branche de technologie offre bien des possibilités pour la conception des circuits logiques intégrés à ferrites. Cependant, on est toujours limité par la vitesse de fonctionnement relativement lente, et le caractère artisanal du bobinage des circuits complexes. Ces deux désavantages suffisent pour limiter les perspectives de logique à transfluxors à des circuits bien spéciaux, où fiabilité et insensibilité aux parasites sont des facteurs plus importants que la vitesse de fonctionnement.

Toutefois, les avantages de la logique magnétique sont indéniables et on a mené les ingénieurs à rechercher d'autres manières d'en profiter, en adaptant les techniques magnétiques nouvellement conçues pour les mémoires afin de les incorporer aux fonctions logiques.

Cette étude bibliographique va porter sur deux de ces techniques ; les deux plus importants, dans les adaptations aux applications logiques comme dans les mémoires modernes :

- les fils magnétique
- les couches minces magnétiques.

On présente, tout d'abord, la théorie de base de la commutation à couches minces.

Ensuite, on traite plus directement de l'application de cette technologie aux fonctions logiques en présentant les deux techniques les plus importantes de réalisation de ces fonctions.

2 - LES COUCHES MINCES MAGNETIQUES

2-1 - GENERALITES

Les matériaux utilisés pour les couches minces magnétiques possèdent deux propriétés fondamentales qui les rend applicables aux fonctions logiques. Un cycle d'hystérésis rectangulaire, et un seuil de commutation par déplacement des parois de domaines nettement plus faible que son seuil de commutation par rotation. La première propriété, le cycle d'hystérésis rectangulaire, sert, comme dans tout dispositif de logique magnétique, à définir deux états stables : le flux rémanent positif et le flux rémanent négatif, soit en langage des circuits logiques : état 1 et état zéro. La deuxième propriété n'est pas non plus particulière aux couches minces. Cependant, elle n'est pas apparente dans des dispositifs à ferrites, parce qu'ils sont constitués d'une poudre de ferrite très fine. Les parois de domaines ne peuvent pas passer d'une particule à l'autre. Le déplacement de ces parois se produit donc dans toutes les particules à la fois, et les effets de son seuil inférieur ne peuvent pas être apparents.

En revanche, une couche mince est une surface de substance magnétique homogène. On peut y observer très facilement la différence de seuil entre les mécanismes de commutation de rotation uniforme et de déplacement des parois. Cette différence de seuil produit, lors de l'observation du cycle d'hystérésis, une forme dite "re-entrante" représentée à la figure 2.1. Ce cycle montre, par sa forme, la force coercitive de commutation par rotation (H_N), et ensuite la force coercitive de déplacement des parois du domaine H_W .

Les couches minces magnétiques possèdent une autre propriété qui n'est pas, elle non plus, en évidence dans les autres dispositifs de logique magnétique. Cette propriété est une forte anisotropie uniaxiale, et résulte aussi de la composition uniforme des couches minces.

2-2 - ANISOTROPIE

L'anisotropie d'un échantillon ferromagnétique peut être définie par la tendance de son aimantation de s'aligner sur une direction privilégiée. L'énergie d'anisotropie, ou l'énergie magnétocristalline, est donc l'énergie nécessaire pour écarter l'axe d'aimantation de cette direction privilégiée et peut s'exprimer :

$$E_A = \int H dM$$

E_A = énergie d'anisotropie

H = champ

M = vecteur d'aimantation.

.../...

Cette équation exprime l'énergie magnétique nécessaire à amener le vecteur M de la direction privilégiée dans une direction dite difficile.

L'énergie d'anisotropie provient de la disposition régulière des atomes dans le réseau cristallin. Cette disposition provoque un phénomène qui comporte d'une part, une réduction importante du moment orbital, et, d'autre part, un calage des plans des orbitales dans des directions fixées. Il résulte alors du couplage entre le moment orbital et le moment de rotation que les aimantations sont attirées vers des directions privilégiées dites directions de facile aimantation.

Le champ effectif qui correspond à l'énergie magnétocristalline est appelé champ d'anisotropie. D'après la définition ci-dessus, il est orienté dans la direction facile la plus voisine de celle de l'aimantation.

Dans un cristal uniaxe on peut l'exprimer $H_K = K_1 \sin^2 \theta$.

2-3 - MECANISMES DE COMMUTATION

Les deux modes fondamentaux de commutation de l'aimantation des couches minces magnétiques sont les suivants : le mode uniforme et le mode non uniforme.

Le mode uniforme consiste en la rotation uniforme de 180° de tous les dipôles magnétiques à partir de leur direction initiale jusqu'à s'aligner avec l'axe de facile aimantation de sens opposé. On peut comprendre ce mode plus facilement dans le cas d'un disque circulaire de couche mince à un seul domaine, dont l'aimantation pivote de 180° dans le plan du disque sous l'action de champs appliqués d'abord dans le sens de l'axe de difficile aimantation et ensuite dans le sens de l'axe de facile aimantation. En fait, dans toutes les applications pratiques, la rotation est accompagnée par le mode de commutation non-uniforme.

Le mode de commutation non uniforme est le suivant :

Tout d'abord, un petit domaine d'aimantation inverse est noyauté au bord de la couche mince. Ce noyautage a toujours lieu à un point de la couche mince où la combinaison de toutes les forces démagnétisantes et des diverses contraintes dans la couche mince ont pour effet un seuil de commutation plus bas que dans le reste de la couche mince. Une fois le domaine noyauté, la commutation de la couche mince par déplacement des parois commence.

Le déplacement des parois peut se faire de deux manières :

- 1) Déplacement parallèle à l'axe d'anisotropie. Une paroi se déplace parallèlement à cet axe et commute par conséquent la couche mince au cours de son déplacement (fig. 3.1.).
- 2) Déplacement longitudinal selon l'axe de facile aimantation. Des pointes longues et minces se développent dans la couche mince à la recherche des parcours ou régions locales de basse coercitivité. Ces points se déplacent dans le sens de l'axe de facile aimantation. Le mode de commutation longitudinale

crée des réseaux de parcours de flux ~~commuté~~ dont la géométrie ressemble aux labyrinthes. La ~~commutation~~ de la couche mince est complétée par le déplacement parallèle des parois de ces parcours, jusqu'à ce qu'elle soit complètement ~~commutée~~.

Les facteurs déterminant le type de déplacement des parois des domaines sont α , l'angle que fait le champ appliqué avec l'axe de facile aimantation, et les variations locales du seuil de ~~commutation~~. Pour une valeur critique α_c de l'angle de α , la ~~commutation~~ passe du type parallèle au type longitudinal. Cette valeur α_c est une caractéristique interne d'une couche mince, et dépend des variations locales du seuil de ~~commutation~~, des imperfections et parfois des régions d'anisotropie inverse.

La figure 3.3 montre une configuration de flux schématique de la nucléation d'un domaine inverse.

La direction de croissance des domaines longitudinaux dépend de l'angle α que fait H , le champ appliqué avec l'axe facile d'aimantation.

2-4 - PRESSIION MAGNETIQUE SUR UNE PAROI

Dans une couche mince partiellement ~~commutée~~, si le champ externe est enlevé, les parois des domaines s'arrangent pour assumer une position d'énergie minimum. Cette position est déterminée par la variation des champs démagnétisants dûs à la géométrie de l'échantillon et aux contraintes internes. Cette position peut être aussi fonction des variations des tensions magnétoélastiques ou magnétocristallines. Le déplacement d'une paroi implique donc une variation de l'énergie totale (énergie propre de la paroi, énergie du champ démagnétisant et énergie par rapport au champ extérieur).

L'application d'un champ magnétique $\vec{H}$ modifie l'énergie d'un système. Envisageons un déplacement de x de la paroi au cours duquel elle décrit un volume dV . Soient θ_1 et θ_2 les angles que font l'aimantation spontanée $\vec{M}_s$ dans les deux domaines séparés par la paroi avec le champ $\vec{H}$. Le déplacement entraîne une variation d'énergie $dW = M_s(\cos \theta_2 - \cos \theta_1)dVH$, ce qui montre que le champ agit sur la paroi exactement comme une pression (réf. 1).

$$p = M_s(\cos \theta_2 - \cos \theta_1)H. \quad 3.1.$$

Cette expression de pression est très utile dans l'établissement des seuils de déplacement des parois dans les applications des couches minces à la logique.

2-5 - PREPARATION

Les facteurs de préparation des couches minces sont très importants pour la détermination de son comportement (réf. 2).

Ce sont :

- la composition,
- la température de substrat,
- l'épaisseur,
- la vitesse de déposition,
- les gaz résiduels présents pendant l'évaporation,
- le type de substrat,
- l'angle d'incidence entre faisceau de vapeur et le substrat.

Le comportement magnétique est déterminé en grande partie par composition et contrainte. Si un angle d'incidence de valeur autre que 90° est utilisé, un facteur géométrique peut influencer sur la structure.

La composition des couches minces est importante pour deux raisons :

- 1) L'influence des paires de F_e dans la matrice N_i est grande sur l'anisotropie uniaxiale.
- 2) La magnétostriction d'un échantillon polycristallin dépend de sa composition. Les couches minces sont dans un état de contrainte compliqué qui, jointe à la magnétostriction, peut avoir pour résultat d'importantes déviations de l'anisotropie uniaxiale.

3 - TECHNOLOGIE

3-1 - GENERALITES

La logique à couches minces magnétiques utilise surtout le mécanisme de commutation par déplacement des parois. C'est en 1931 que fut rapportée la première observation sur le déplacement des parois des domaines par Sixtus et Tonks. Leur appareil d'essai était un fil magnétique sous tension, équipé d'un enroulement de noyautage, un enroulement de propagation et un enroulement de lecture. C'est ce qu'illustre la figure 3.1. Le fil est, au début, aimanté dans la direction indiquée. L'expérience se déroule comme suit :

- 1) un courant passant à travers l'enroulement de noyautage I_n , inverse la magnétisation du fil à l'intérieur, créant un domaine magnétisé dans la direction opposée à celle du reste du fil ;
- 2) on fait alors passer un courant dans l'enroulement de propagation I_p , courant d'intensité plus élevé que le seuil H_w du déplacement des parois des domaines, mais moins important que le seuil de noyautage. Le domaine augmente de dimension, jusqu'à ce qu'il dépasse l'enroulement de lecture, provoquant une impulsion électrique décelable.

Si le champ dû à I_p dépasse le seuil de noyautage H_n , la magnétisation du fil tout entier est inversée. En dessous du seuil en question, la vitesse de déplacement des parois des domaines s'exprime par la relation qui peut être exprimée ainsi :

$$V = k(H - H_w)$$

V = vitesse de déplacement des parois des domaines
 k = facteur de proportionnalité
 H = champ appliqué
 H_w = seuil de déplacement des parois des domaines.

L'expérience a prouvé la validité des hypothèses suivantes :

- 1) il existe des parois de domaines magnétiques,
- 2) les domaines se propagent par le déplacement de leurs parois,
- 3) la vitesse de déplacement est proportionnelle à l'amplitude du champ.

3-2 - LOGIQUE A FIL MAGNETIQUE

L'existence du déplacement des parois de domaines est demeurée une curiosité jusqu'à une époque récente. Le problème le plus important qui en a empêché le développement en vue des applications logiques, était dû au manque d'un matériau convenable. Pour qu'une marge de fonctionnement acceptable existe, il est nécessaire d'avoir en sa possession un matériau où la différence entre H_n et H_w soit forte, afin de donner une vitesse élevée de déplacement des parois. Le développement du Permalloy a fourni l'un des premiers matériaux acceptables, et des modifications par la suite, ont produit un alliage fort prometteur :

(79 Ni - 17 Fe - 3 Nb - 1 Ag)

(Réf. 2).

Un fil de 02 mm de diamètre de cette composition présente un H_w qui varie entre 0,8 et 1,2 oersteds, et un H_n variant de 3 à 7 Oe, sur une longueur de plusieurs mètres de fil. Les composants de vitesse les plus forts pour $H \simeq H_n$ sont de l'ordre de 10^5 cm/sec.

3-3 - REGISTRE A DECALAGE DES PAROIS DES DOMAINES

Le fonctionnement d'un registre à décalage de parois des domaines avec fil solide ou plaqué est fort simple. Pour le comprendre, on doit tout d'abord examiner les effets d'un champ sur un domaine magnétisé dans la direction inverse de la direction générale. Comme indiqué sur la fig. 3.2, l'application d'un champ opposé à la direction de magnétisation du domaine, l'entraîne à rétrécir, alors qu'un champ ayant la même direction que sa magnétisation, l'entraîne à grossir. Malheureusement, cette réaction entraîne les deux parois du domaine. Pour le fonctionnement d'un registre à décalage, l'essentiel est de maintenir la dimension du domaine en déplaçant les deux parois dans la même direction. L'utilisation d'enroulements se recouvrant, permet de réaliser cette condition. Les enroulements du segment du registre à décalage indiqués à la Fig. 3.3, sont composés d'un enroulement de noyautage et de deux solénoïdes, contre-bobinés, se recouvrant afin de faire avancer les informations. Les solénoïdes sont qualifiés de "contre-bobinés", car ils consistent en deux enroulements en série enroulés dans des directions opposées. Pendant qu'un solénoïde avance la paroi avant du domaine, l'autre recule la paroi arrière. Une impulsion d'avance dans ce solénoïde maintient le domaine à une grandeur constante pendant qu'il avance d'une distance égale à la moitié du solénoïde.

Le procédé qui fait avancer un bit, est le suivant :

- 1) l'enroulement de noyautage enregistre le bit sur le fil plaqué, grâce à une impulsion de courant qui dépasse H_n (Fig. 3.3) ;
- 2) une impulsion dans le premier solénoïde contre-bobiné fait avancer le bit de telle sorte que la paroi avant se trouve à l'extrémité avant du solénoïde d'avance, et que la paroi arrière se trouve à l'extrémité avant du solénoïde de recul. Le bit n'avancera pas au-delà de la paroi avant du solénoïde d'avance, quel que soit le temps de maintien de cette impulsion (dépassant le minimum exigé pour l'avancement du bit);

.../...

- 3) c'est alors que la seconde impulsion prend le dessus et fait avancer le bit de la même manière ;
- 4) quand le bit passe un enroulement de lecture, l'information est lue sous forme d'une impulsion de courant.

Une proposition pratique pour le registre de décalage est présentée à la Fig. 3.4.

Des conducteurs plats et larges peuvent être employés à la place des enroulements. Il n'y a qu'un seul inconvénient : on doit utiliser des courants plus élevés. Cela est plus que compensé par le fait que les conducteurs peuvent être des circuits gravés ou imprimés.

La Fig. 3.5 illustre les phases de l'opération qui consiste à transmettre l'information 1101 par le registre.

La vitesse de transmission des bits passant par le registre dépend de deux facteurs :

- 1) la vitesse des parois des domaines,
- 2) la densité des bits.

Comme expliqué auparavant, la vitesse des parois des domaines dépend surtout du matériau employé. L'essentiel est d'avoir un matériau dont la différence entre H_n et H_w est grande. Afin d'avoir des domaines stables, il faut également que H_w soit grand. Malheureusement ces deux exigences sont contradictoires, car pendant que H_w est augmenté par des impuretés microscopiques, H_n est diminué par celles-ci, ainsi que par des forces internes dues à la fabrication. GLANOLA et SMITH (réf. 3) indiquent avoir mis au point un registre à décalage faisant jusqu'à 6×10^5 bits par seconde.

3-4 - PROBLEMES RELATIFS A LA FORME DES DOMAINES

Les illustrations du paragraphe précédent ont montré les domaines avançant avec des parois lisses entre les domaines d'information et les espaces intermédiaires ; en réalité, les parois séparant les domaines ne sont jamais entièrement lisses (Fig. 3.6).

En ce qui concerne le déplacement des parois des domaines, il y a deux méthodes distinctes :

- 1) le long de l'axe facile (le fil est magnétisé avec l'axe facile de magnétisation parallèle à la longueur du fil ou du parcours de transmission) ;
- 2) le long de l'axe difficile (l'axe facile est perpendiculaire à l'axe de transmission).

Le premier cas a toujours été la configuration préférée. En effet, cela est dû à la plus grande stabilité des domaines le long de l'axe difficile. Cependant, la configuration possède un inconvénient important. Les bords des domaines ne sont pas ébarbés, ils ont une forme ciselée dépendant des chemins de plus basse perméabilité dans la couche mince magnétique. Cette caractéristique limite la grandeur minimum des bits et des sections intermédiaires parce que les bords non ébarbés des deux domaines risquent de se toucher en traversant l'espace intermédiaire.

Afin de surmonter cet inconvénient, on a développé la technique de déplacement des parois régulières (réf. 4).

Dans le second cas, l'axe facile est perpendiculaire à la direction de déplacement. Les bords des domaines sont seulement ébarbés dans la direction de l'axe facile. Il en résulte que la paroi des domaines déplacés, qui, dans ce cas se déplace sur l'axe difficile, est relativement régulière. Cette technique présente un inconvénient : en effet, dans une bande de couche mince déposée sur un substrat plat, des domaines tranchants ou pointus résultant des parois ciselées de la magnétisation de l'axe difficile, ont tendance à se former le long des bords longitudinaux des bandes. Ces domaines résultent des champs démagnétisants. Il y a plusieurs techniques permettant d'éliminer cet effet, y compris l'amincissement de l'épaisseur des bords de la couche (ce qui réduit le champ démagnétisant) et la réduction du facteur de noyautage par addition d'une plus grande quantité de cobalt : H_n est augmenté par le cobalt (noyautage de l'axe difficile), H_c est augmenté par l'amincissement des bords. En utilisant le déplacement de parois lisses, la concentration des bits peut être grandement accrue. Les auteurs ne semblent pas avoir essayé cette technique : un fil plaqué dont l'anisotropie du Permalloy à sa direction d'aimantation facile confondu à la circonférence.

4 - LOGIQUE A PROPAGATIONS DES POINTES DES DOMAINES

4-1 - GENERALITES

Les paragraphes précédents ont donné un bref aperçu des registres à décalage ayant pour principe de base le déplacement des parois des domaines. Tous les types de registres utilisent une série de bobinages dont la fonction ressemble à celle d'un collecteur, permettant d'assurer le déplacement longitudinal des domaines d'aimantation inversés. Ces domaines inversés représentent l'information dans le registre, le long d'un fil magnétique ou d'une bande magnétique déposée sur un substrat plat. Dans les paragraphes suivants, on présente une nouvelle technique qui offre des possibilités beaucoup plus étendues. Cette technique a été rapportée par R.J. SPAIN et JAUVTIS (Réf. 5) dans une série d'articles entre 1964 et 1967. Elle s'appelle "Domaine tip Propagation Logic" dont la traduction française est "La logique de Propagation des Pointes de Domaines". Elle a, au départ, l'avantage d'utiliser plus efficacement les propriétés des couches minces magnétiques que les autres techniques. En effet, des fonctions logiques sont réalisées, utilisant la propriété de déplacement des parois des domaines, non seulement longitudinalement, mais dans des configurations à deux dimensions, obtenues en établissant des parcours de basse coercitivité dans une couche mince de haute force coercitive. On les commande à l'aide des champs dont la direction peut être variée pour changer le sens de déplacement de l'information.

Cette utilisation efficace des propriétés des couches minces conduit à une technique de logique intégrée ayant des grandes possibilités. C'est pour cette raison qu'on a choisi de la présenter ici en plus grand détail que les techniques utilisant le fil magnétique ou une bande magnétique.

La logique de propagation des pointes des domaines, ou LPPD, trouve son inspiration dans le mode de commutation des couches minces appelé commutation labyrinthe (paragraphe 2.3). Elle a pour base la tendance des pointes longues et minces des domaines à rechercher des parcours de basse coercitivité, tout en restant sous la commande directionnelle du champ appliqué.

On appelle "1" la pointe du domaine d'aimantation inversée, le "0" étant le manque de cette information. Les pointes des domaines, en commun avec les domaines labyrinthes, ont des champs magnétiques qui leur sont propres et qui résultent de la divergence du vecteur d'aimantation dans la région de transition. On peut simplifier la représentation d'un de ces champs magnétiques en le représentant par une "charge" magnétique unipolaire, concentrée au point d'application de ce champ. La figure 4.1 montre cette représentation. La charge opposée est placée à l'autre extrémité du domaine long et mince, comme il est indiqué sur la figure 4.

Les pointes de domaines qui se déplacent dans le même sens ont des charges de même signe, tandis que celles qui se déplacent dans des sens opposés ont des signes opposés. Les pointes de domaines qui se déplacent dans le même sens ont donc la tendance à se repousser, tandis que le contraire est vrai pour celles qui se déplacent en sens inverse.

On utilise pour construire des parcours de basse coercitivité dans les couches minces, une des méthodes de variation de coercitivité des films indiqués dans le paragraphe 2.5. La méthode utilisée par Spain était de déposer une couche d'aluminium de faible épaisseur (500°) sur le substrat avant de déposer la couche magnétique. La couche d'aluminium a pour effet d'augmenter la coercitivité de la couche magnétique dans un rapport d'environ 4. On enlève l'aluminium le long de la configuration des parcours de basse coercitivité que l'on veut réaliser, et ensuite on fait déposer la couche magnétique.

En définitive on obtient une couche mince d'aluminium sous-jacente à la couche magnétique sauf le long de la configuration de parcours désirée qui possède donc une coercitivité quatre fois plus faible que le reste de la couche mince.

4-2 - COERCITIVITE D'UNE POINTE DE DOMAINE

Le modèle mathématique proposé (réf. 6) pour représenter la force coercitive d'une pointe de domaine a pour base une étude sur la distorsion d'une pointe triangulaire sous l'action d'un champ magnétique. La longueur de la pointe augmente indéfiniment en fonction de l'intensité du champ appliqué.

On identifie la valeur correspondante du champ à la force coercitive, la longueur infinie étant associée au mouvement continu de la pointe. En réalité, la longueur ne s'accroît pas beaucoup avant que le champ critique soit atteint. Le modèle proposé suppose une croissance continue de la pointe plutôt que discontinue ; ceci se justifie en remarquant que la croissance prévue par le modèle est négligeable tant que la gamme des valeurs de champ voisines du champ coercitif n'est pas atteinte.

La figure 4.2 montre une pointe de forme triangulaire. Cette forme représente une certaine simplification, mais elle n'est pas très loin de la réalité. En outre, on suppose que l'aimantation à l'intérieur et à l'extérieur de la pointe est uniforme ; la divergence du vecteur d'aimantation est donc concentrée à la paroi du domaine.

Nous avons vu que l'énergie totale de la pointe du domaine comprend trois termes (paragraphe 2.4) : l'énergie des parois, l'énergie démagnétisante, et l'interaction de la pointe avec le champ appliqué. L'énergie d'anisotropie n'apparaît pas ici parce que le parcours est supposé parallèle à l'axe facile. Les axes d'aimantation à l'intérieur et à l'extérieur du domaine sont donc parallèles à l'axe facile.

L'énergie totale de la pointe du domaine relative à $\ell = 0$, est donc :

$$E_p = - 2MH(alt) + 2 \sigma_w t \sqrt{a^2 + b^2} + E_{demag} \quad (4.1)$$

t = épaisseur de la couche magnétique

σ_w = énergie de la paroi / cm^2

H = champ appliqué

E_{demag} = énergie démagnétisante

a = demi-longueur du parcours

l = longueur de la pointe du domaine.

L'expression de l'énergie démagnétisante établie pour un cas analogue de structure des domaines dans une structure ferro-électrique est (réf. 6):

$$E_{\text{demag}} = \frac{8 M^2 t^2 a^2}{l^2} \ln\left(\frac{2a}{eb}\right) \quad (4.2)$$

b = constante de lattice

On minimise cette expression par rapport à " l ", afin de déterminer la forme d'équilibre du domaine en présence du champ appliqué :

$$\frac{\partial E}{\partial l} \approx -2 M H a t + \frac{2 \sigma_{\omega} t l}{\sqrt{a^2 + l^2}} - \frac{8 M^2 t^2 a^2}{l^2} \ln \frac{2a}{eb} = 0 \quad (4.3)$$

On suppose $l \gg a$, ce qui est vrai pour des valeurs de champ voisines de celle de la force coercitive de la pointe.

$$\frac{\partial E}{\partial l} \approx -2 M H a t + 2 \sigma_{\omega} t - \frac{\sigma_{\omega} t a^2}{l^2} - \frac{8 M^2 t^2 a^2}{l^2} \ln \left(\frac{2a}{eb}\right) = 0 \quad (4.4)$$

On trouve la longueur de la pointe du domaine en fonction du champ appliqué :

$$l \approx - \left(\frac{4 M^2 t \ln \left(\frac{2a}{eb}\right) + \frac{1}{2} \sigma_{\omega}}{\sigma_{\omega} - M H a} \right) \frac{1}{2} a \quad (4.5)$$

Dans cette expression, il est évident que, lorsque $\sigma_{\omega} = M H a$, l devient infini. On interprète la longueur infinie comme le déplacement continu de la pointe du domaine d'aimantation inversée. On peut donc définir ainsi le champ coercitif :

$$H t_0 = \frac{\sigma_{\omega}}{M a} \quad (4.6)$$

Ce modèle montre que la force coercitive d'une pointe du domaine est inversement proportionnelle à la largeur du parcours. Cette dépendance théorique est une bonne approximation de la réalité. A titre de comparaison, la figure 4.3 donne les courbes théoriques et expérimentales.

4-3 - MODELE GENERAL

Un modèle généralisé peut être établi facilement en faisant la simplification suivante : on suppose infinie l'anisotropie extérieure au parcours. Ceci est une approximation raisonnable, étant donné que la coercitivité à l'extérieur du parcours est au moins quatre fois celle à l'intérieur. Aucun champ appliqué ne doit donc atteindre le niveau de cette force coercitive.

La figure 4.4 montre les orientations du parcours et le champ appliqué par rapport à l'axe d'aimantation facile.

On suppose, d'autre part, que la largeur du parcours est suffisamment faible pour que l'effet des champs démagnétisants sur les bords empêche toute discontinuité de la composante d'aimantation perpendiculaire aux bords.

Si l'axe d'aimantation de la partie de la couche mince magnétique fait un angle β avec les bords du parcours, l'axe d'aimantation de la partie commutée dans le parcours est contrainte par ces champs démagnétisants de s'aligner en faisant un même angle β avec les bords du parcours. Les deux directions possibles de l'axe d'aimantation sont donc : non commutée - alignée avec l'axe facile ; commutée - faisant un angle de 2β avec l'axe facile.

La propagation d'une pointe de domaine dans un parcours est définie par la nette pression sur la pointe en raison des effets du champ appliqué et des forces d'anisotropie. La pression est la différence de densité d'énergie entre les parties commutées et non commutées de la couche mince (réf. 7) :

$$P = HM [\cos \alpha + \cos(\alpha - 2\beta)] - K \sin^2 2\beta \quad (4.7)$$

La pointe d'un domaine avance lorsque P devient plus grand que la force qui maintient la domaine en place, liée au champ coercitif H_{t_0} .

Si on suppose que H_{t_0} est indépendant de l'angle que fait le parcours avec l'axe de facile aimantation, on peut exprimer ainsi la condition pour laquelle la pointe du domaine se propagera :

$$HM [\cos \alpha + \cos(\alpha - 2\beta)] - K \sin^2 2\beta = 2 MH_{t_0} \quad (4.8)$$

où :

$$H_{\parallel} = \frac{H_{t_0}}{\cos \beta} + H_K \sin^2 \beta - \tan \beta H_{\perp} \quad (4.9)$$

avec $H_K = \frac{2K}{M}$, le champ de l'anisotropie de la couche mince, $H_{\parallel}$ et $H_{\perp}$ étant les composantes du champ appliqué parallèle aux axes facile et difficile respectivement.

Une fois calculée, la pression peut être associée à la vitesse de propagation v_t de la pointe :

$$v_t = \beta_t (H - H_{t_0}) \quad (4.10)$$

où β_t est la "mobilité" de la pointe.

Cependant, ce rapport linéaire n'existe que pour une gamme assez limitée de valeurs du champ appliqué.

Champs propres aux pointes des domaines

Afin d'établir une base pour l'utilisation de la propagation des pointes de domaine pour réaliser les fonctions logiques, on a examiné les interactions entre les champs propres aux pointes des domaines. La figure 4.5 indique la configuration des parcours utilisée pour l'établissement expérimental de cette fonction.

L'expérience se déroule de la manière suivante : tout d'abord, des domaines sont introduits dans les deux parcours extérieurs, et ils sont propagés jusqu'aux extrémités des parcours. Ensuite, un domaine est introduit dans le parcours du centre, et on note la valeur du champ nécessaire pour l'amener à une distance y des pointes dans les parcours extérieurs.

En supposant que le champ propre à une pointe, H_i est indépendant de sa direction, la position d'équilibre du domaine dans le parcours du centre est :

$$H_a - 2 H_i(r) \left[\frac{y}{\sqrt{d^2 + y^2}} \right] = H_t \quad \text{où } v = \sqrt{d^2 + y^2} \quad (4.11)$$

H_a = champ appliqué $H_i(r) = H_i$ en fonction de r .

H_t = force coercitive de la pointe du domaine

d et y = dimensions indiquées dans la figure.

Les valeurs de H_a et y pour plusieurs positions d'équilibre sont mesurées. A partir de ces valeurs, et celles de H_{t_0} et d pour l'échantillon en question, on détermine la dépendance de H_i en fonction de r . La figure 4.6 indique la courbe de H_i en fonction de $\frac{1}{r}$. La variation de H_i en fonction de l'expérience rapportée par Spain était :

$$H_i = \frac{\gamma}{r} = \frac{0,023}{r} \quad (4.12)$$

γ = charge totale = 0,023

r en cm

H_i en oersteds

Les champs des pointes de domaines peuvent donc atteindre des valeurs comparables à la force coercitive de ces pointes. C'est l'interaction due à ces champs qui rend possible la réalisation des fonctions logiques utilisant cette technique.

4-4 - TECHNOLOGIE

Toutes les fonctions de logique fondamentale peuvent être réalisées par la technique de LPPD. A titre d'exemple, on présente une description du fonctionnement d'un registre à décalage.

La figure 4.7a montre la configuration des parcours de basse coercitivité remplissant la fonction de registre à décalage.

La figure 4.7b donne le schéma de câblage des fils produisant les champs externes appliqués aux pointes des domaines.

Les figures de 4.8a à 4.8e montrent le déroulement des opérations pour le décalage d'un bit (une pointe de domaine) d'une place vers la droite. Spain rapporte qu'il a réalisé des registres dimensionnés comme suit :

- densité de stockage : 5 bits/cm
- longueur d'un tronçon de parcours : 0,30 cm
- largeur du parcours : .0085 cm.

Le champ de propagation résulte de l'application simultanée de deux champs, parallèle et perpendiculaire à l'axe de facile aimantation. Le rapport entre les intensités des deux champs est déterminé par l'équation 4.7 du paragraphe 4.3.

4-4-1 - Equations de construction

Les équations présentées ci-dessous ont été formulées pour simplifier le dimensionnement des configurations des parcours de basse coercitivité. Ces équations sont des approximations.

On rappelle que la vitesse de propagation peut s'exprimer sous la forme simplifiée ci-dessous :

$$v_t = \beta t (H - H_{to}) \quad (4.)$$

où v_t = vitesse de propagation

βt = mobilité du domaine

H = champ appliqué

H_{to} = force coercitive.

La durée minimale d'impulsion " $\tau_{\min}$ " nécessaire pour propager une pointe de domaine sur une longueur " l " de parcours donnée s'écrit :

$$z_{\min} = \frac{l}{V_{\max}} \quad (4.13)$$

où $z_{\min}$ = durée minimale d'impulsion de champ
 l = longueur du tronçon de parcours
 V = vitesse de propagation de la pointe.

Pour déterminer la vitesse maximale, $V_{\max}$, il est nécessaire d'exprimer le champ de noyautage H_N . Il s'exprime sous la forme :

$$H_N = H_K + 2\pi MN \quad (4.14)$$

H_I = champ d'anisotropie

M = aimantation de saturation

N = facteur démagnétisant.

N varie en fonction de la largeur des parcours, et peut être déterminé par l'expérimentation.

La vitesse maximale d'une pointe est donc :

$$V_{t \max} = \beta t (H_K + 2\pi MN - H_0) \quad (4.15)$$

Cette équation suppose qu'on applique un champ égal à celui de noyautage ($H_a = H_N$).

On peut voir d'après cette équation, qu'une grande différence entre le champ d'anisotropie et la force coercitive est une condition favorable pour obtenir des grandes vitesses de fonctionnement. Il faut, cependant, tenir compte aussi des intensités de courant nécessaire pour produire les champs de commande, ce qui limite la considération ci-dessus.

4-4-2 - Noyautage par champ propre à la pointe d'un domaine

Le noyautage d'un parcours de faible force coercitive par une pointe de domaine dans un parcours voisin, est un des moyens de base pour réaliser des fonctions logiques. En outre, c'est un procédé intéressant pour introduire une information (c'est-à-dire domaine inversé) dans une configuration de logique.

La figure 4.9 représente deux parcours de basse coercitivité. Celui indiqué en "A", le plus grand des deux, contient un domaine d'aimantation inversée, représenté par la partie hachurée, dont la pointe a été amenée jusqu'à l'autre extrémité. Cette pointe reste donc contre la bande étroite du matériau de haute coercitivité qui sépare les deux parcours, mais elle ne pénètre pas cette bande à cause justement de sa haute coercitivité.

Le champ propre à cette pointe, cependant, est transmis par cette bande, et il existe une influence sur l'autre parcours de basse coercitivité, indiqué sur la figure en "B". L'influence de ce champ, en conjonction avec un champ appliqué permet de noyauter un petit domaine d'aimantation inversée dans le parcours B. La bande de matériau de haute coercitivité n'est pas commuté pendant ce processus.

Le noyautage d'un parcours par un deuxième parcours dépend donc des facteurs suivants :

- (1) a_1, a_2 : largeurs respectives des parcours transmetteurs et récepteurs,
- (2) x : distance entre ces deux parcours,
- (3) H_{an} : champ appliqué.

Si on appelle H_N le seuil de noyautage dans le parcours récepteur, et H_i le champ exercé par le parcours transmetteur sur le parcours récepteur, on peut exprimer ainsi le champ appliqué nécessaire pour un noyautage :

$$H_{an} = H_N - H_i \quad (4.16)$$

Mais, on a établi

$$H_i = \frac{\gamma}{r} \quad (4.12)$$

On appelle x la distance entre deux parcours. L'équation devient donc :

$$H_{an} = H_N - \frac{\gamma}{x}$$

Le paramètre " γ " représente la charge totale de la pointe du domaine, et est donc une fonction de la largeur du parcours. On rappelle que cette largeur est représentée par $2a$, donc :

$$H_{an} = H_N - \frac{2ka}{x}$$

où k est un facteur de proportionnalité. Il est donc évident que plus le parcours transmetteur est grand, plus le champ minimum de nucléation H_{an} est faible.

5 - REALISATION DES FONCTIONS LOGIQUES

Le principe de noyautage par une pointe de domaine d'une deuxième pointe dans un parcours adjacent rend possible la réalisation de toute une gamme de fonctions logiques. Les figures 4.10 et 4.13 représentent d'une façon simplifiée quelques-unes de ces fonctions, en n'indiquant que la configuration des parcours de basse coercitivité, et non les câblages. On peut les répartir en trois catégories :

- 1) noyautage conditionnel,
- 2) commande de blocage, et de direction,
- 3) "fan out" ou "fan in"

5-1 - NOYAUTAGE CONDITIONNEL

La figure 4.10 représente une application du noyautage conditionnel. Les trois parcours sont placés pour réaliser les effets suivants :

- Les parcours transmetteurs "A" et "B" peuvent noyauter un domaine dans le parcours "C" seulement si ils contiennent tous les deux des pointes de domaine. Sinon, leurs champs propres ne suffisent pas à transmettre l'information.

La fonction $A.B = C$ est ainsi réalisée.

5-2 - BLOCAGE ET DIRECTION DE FLUX

a) Blocage

La figure 4.11 représente deux parcours, celui indiqué par A étant un parcours de propagation, celui par B étant le parcours de blocage. Si une pointe de domaine est présente dans B, comme indiqué sur la figure, la pointe de domaine dans A sera arrêtée par l'attraction mutuelle entre les deux pointes. L'absence de pointe dans B permettrait la propagation d'une pointe dans "A" sans empêchement.

La fonction réalisée est donc :

$$A = \bar{B}$$

b) Direction

La figure 4.12 indique un parcours bifurqué dont les branches sont indiquées par "A", "B" et "C", et un parcours de commande "D". La direction de propagation normale pour un domaine introduit en A serait de passer par la branche C. Cependant, la présence d'une pointe de domaine dans le parcours D aura pour résultat la déflexion par répulsion magnétique de la pointe propagée dans A vers le parcours B.

5-3 - FAN IN

La figure 4.13 reproduit un parcours à trois branches. Une pointe de domaine provenant soit de la branche A, soit de la branche B, soit des deux, se déplacera dans la branche "C". La fonction logique correspondant à cette configuration est donc :

$$A \text{ ou } B = C.$$

5-4 - LECTURE

La figure 4.14 représente un enroulement de lecture de l'information. Les fils de lecture sont en configuration de double enroulement afin d'annuler les effets de bruit que pourrait produire des champs externes tandis que le signal est détecté en double. Son fonctionnement est le suivant : quand la pointe du domaine traverse les deux fils de lecture, les deux tensions ainsi produites s'ajoutent à l'entrée de l'amplificateur. La composante verticale du champ externe étant presque uniforme, le bruit qui en résulte s'annule dans les mailles.

CONCLUSION

Les techniques de réalisation des circuits logiques à partir des couches minces magnétiques décrites dans cette thèse, ont toutes un point commun : elles utilisent comme base le déplacement des parois des domaines techniques LPPD. Cependant, il existe une différence fondamentale entre les techniques utilisant les fils magnétiques et la technique LPPD.

Les premières utilisent des couplages électriques, c'est-à-dire des enroulements qui couplent deux ou plusieurs fils, pour réaliser toutes les fonctions logiques, mis à part le décalage d'information. En revanche, la technique LPPD n'utilise que les interactions des champs magnétiques entre les domaines, sauf pour les fonctions d'entrée et de sortie de l'information. Cette dernière technique se prête donc plus facilement à la construction des circuits logiques intégrés. Le grand désavantage de la logique magnétique a toujours été la complication des circuits de couplage. Pour cette raison, on pourrait dire que l'avancement de la technologie dans ce domaine entraîne la réalisation de circuits intégrés de plus en plus complexes. C'est pourquoi la méthode LPPD est la plus intéressante des techniques décrites ci-dessus, car elle offre cette possibilité d'élimination des circuits de couplage dans des réseaux logiques.

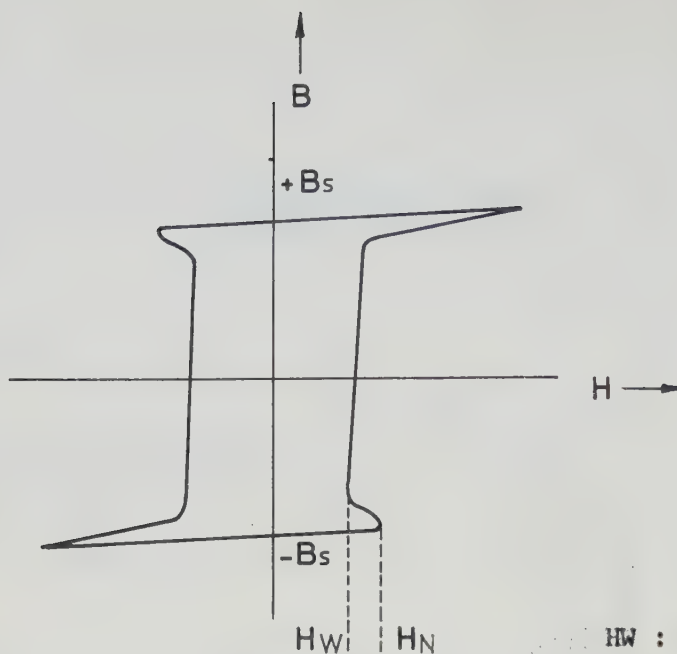
La Logique de Propagation des pointes des domaines en est toujours au stade de la recherche. Il est assez difficile de réaliser les configurations des couches minces de façon à leur donner des caractéristiques homogènes. La faible intensité des impulsions de sortie pourrait aussi poser des problèmes. Une façon de surmonter ces problèmes pourrait être l'adaptation du principe de l'interaction magnétique des domaines aux réalisations de logique à fil magnétique. Les fils magnétiques pourraient être utilisés de la même manière que les parcours de flux de basse coercitivité des circuits LPPD. Les pointes d'interaction magnétiques pour la réalisation des fonctions logiques peuvent être réalisées en déposant sur les fils en question un matériau magnétique englobant les parties de fil où l'interaction doit avoir lieu. Les champs de commande peuvent être réalisés sur des circuits imprimés d'une façon analogue à ceux des circuits LPPD.

Les avantages d'un tel système seraient la facilité de construction et l'augmentation de fiabilité due à des "charges" magnétiques plus élevées dans les fils.

L'étude présentée ici montre que la logique magnétique est toujours dans sa période de jeunesse. Les nouvelles techniques de logiques à couches minces sont fort prometteuses et permettent de penser qu'avec une recherche intensifiée, la logique magnétique pourrait un jour entrer en concurrence avec les circuits intégrés à semi-conducteurs.

REFERENCES

- (1) VAUTIER Cours de Magnétisme
- (2) D.O. SMITH The Structure and Switching of Permalloy Films
Magnetism III - Rado and Suhl - Academic Press
- (3) GIANOLA The propagation of magnetic domains - Bell Lab
SMITH Record - Dec. 1966
- (4) SPAIN Smooth Controlled wall motion in thin
JAUVTIS Ni/Fe/Co Films - Journal of Applied Physics Vol. 36 N° 3
March 1966
- (5) SPAIN Controlled domain tip propagation, part I
Journal of Applied Physics, vol. 37 N° 7, June 1966
- (6) SPAIN Controlled Domain tip propagation, part II,
JAUVTIS Journal of Applied Physics, vol. 37 N° 7, June 1966.
- (7) SPAIN Domain Tip Propagation Logic
IEEE Transactions on Magnetic, vol. 3 N° 3,
Sept. 1967
- (8) P.M. PRACHE Structures Granulaires Ferromagnétiques, DUNOD 1967
- (9) R.J. SPAIN DTPL push down list memory
M.J. MARMO Proceedings, Spring joint computer
H.I. JAUVTIS Conference, 1967
- (10) A.V. POHM Thin Magnetic Films for logic and memory,
1960 International Solid - State circuits
E.N. MITCHELL Conference
- (11) R.J. SPAIN Some new thin film shift register designs
H.I. JAUVTIS Journal of Applied Physics Vol. 36, N° 3, March 1965
H.W. FULLER
- (12) D.H. SMITH A magnetic shift register employing
Controlled wall motion, proceedings intermag conf. 1965



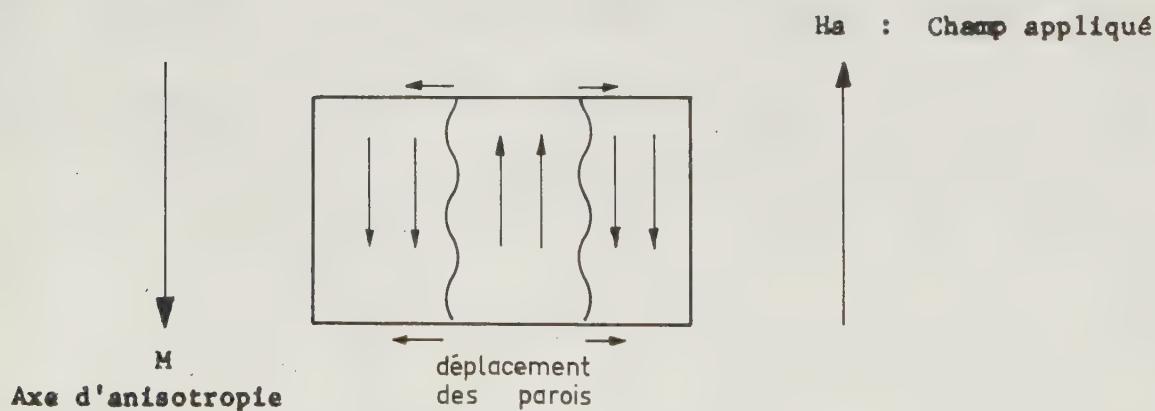
- figure 2.1 -

HW : Champ coercitif pour le déplacement des parois

HN : Champ coercitif pour la rotation des domaines

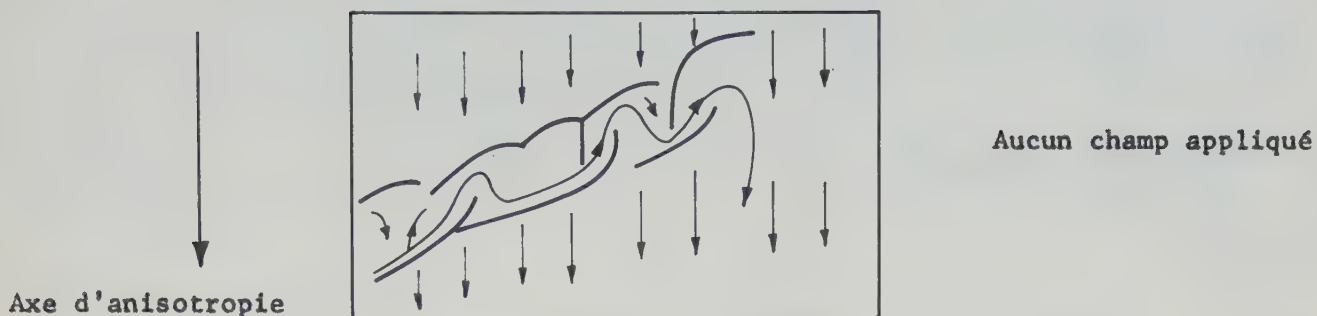
(Noyautage)

CYCLE d' HYSTERESIS dit " RE - ENTRANT "



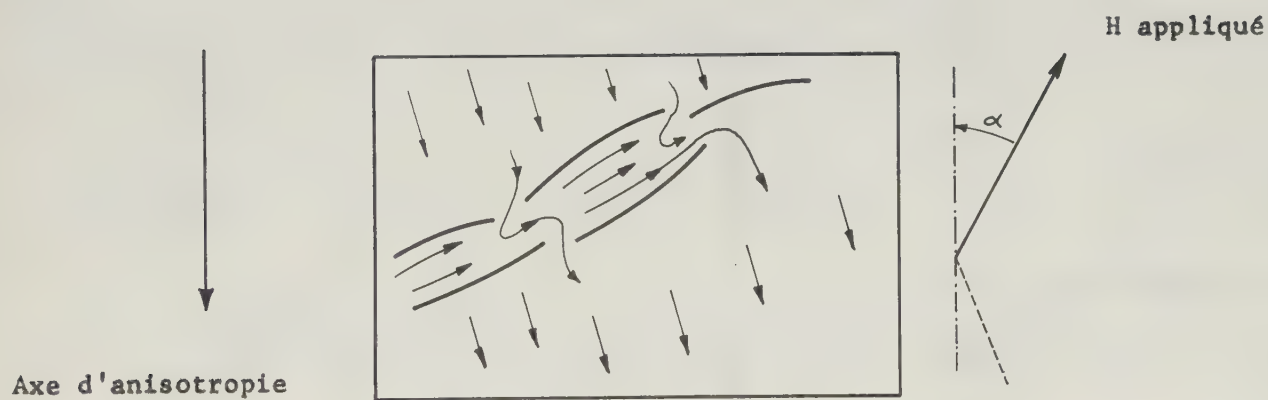
- figure 2.2 -

DEPLACEMENT PARALLELE DES PAROIS



- figure 2.3 -

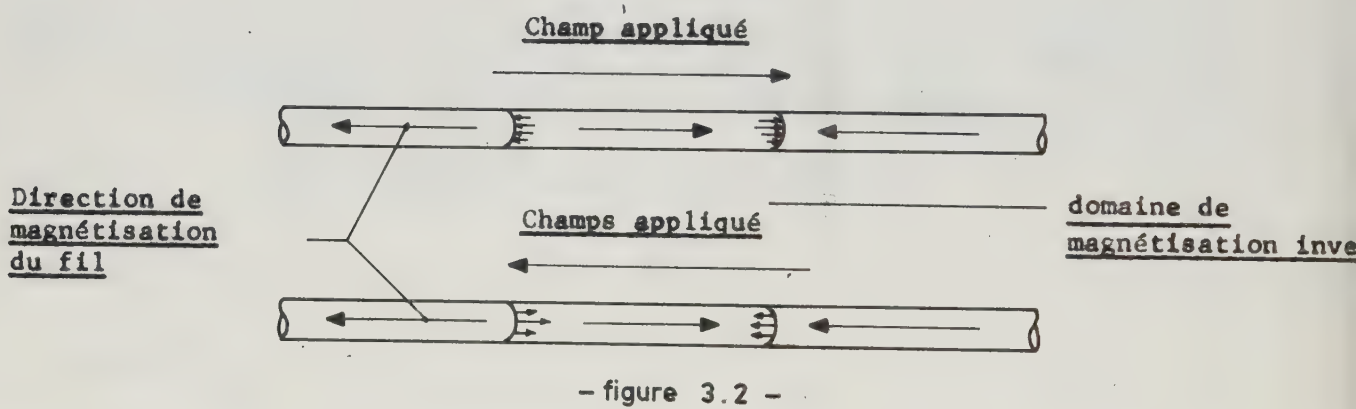
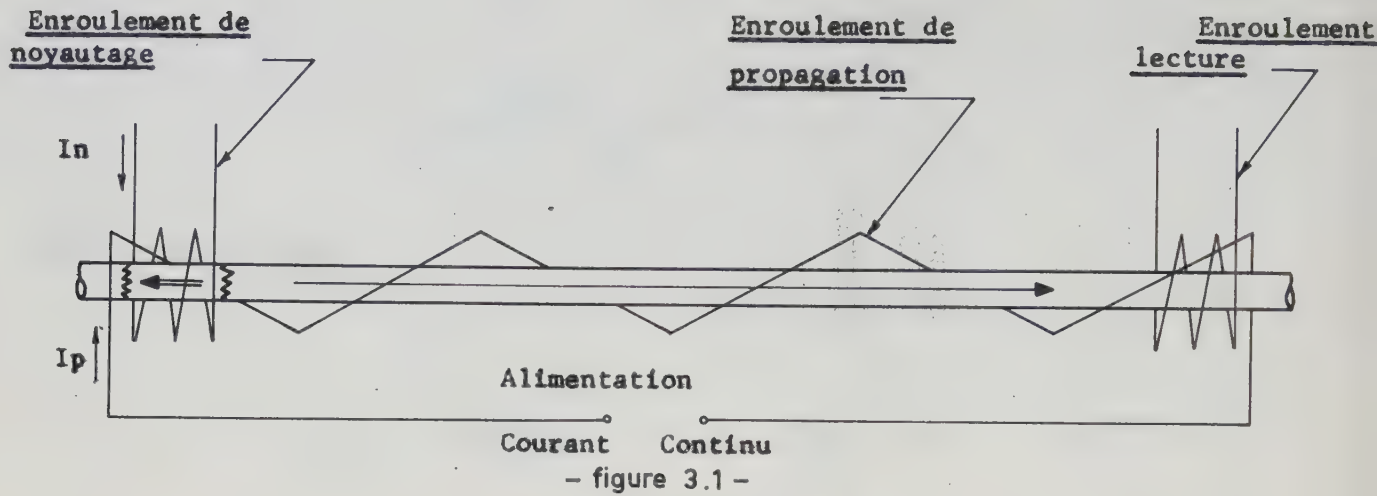
DOMAINE DU TYPE LONGITUDINAL ou " LABYRINTHE "



-figure 2.4 -

NUCLEATION D'UN DOMAINE D'AIMANTATION INVERSE

ET PROPAGATION LONGITUDINALE SOUS L'INFLUENCE DE H_a



direction d'aimantation du fil

1) courant dans l'enroulement de noyautage pour renverser le domaine.



1)

2) impulsion dans le premier solénoïde "contre-bobiné" Avancement 1/2 position



2)

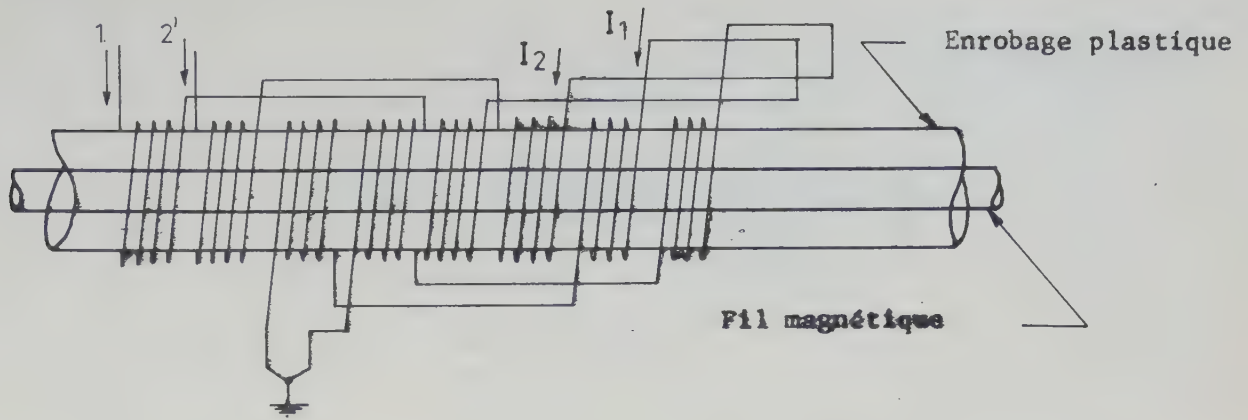
3) impulsion dans le deuxième solénoïde "contre-bobiné" Avancement complété



3)

- figure 3.3 -

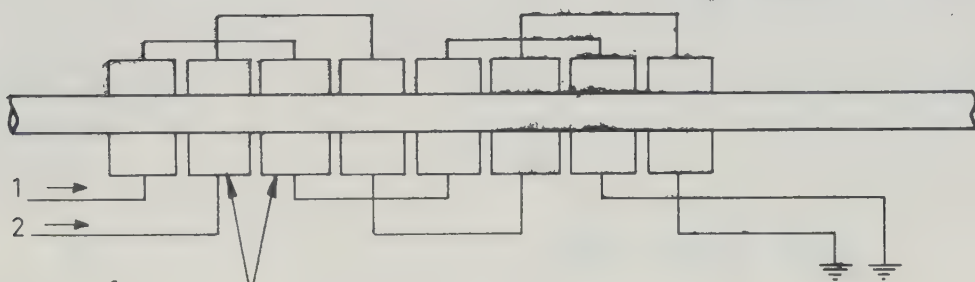
Impulsions d'avance



Fil magnétique

Impulsions d'avance

Conducteurs plats



- figure 3.4 -

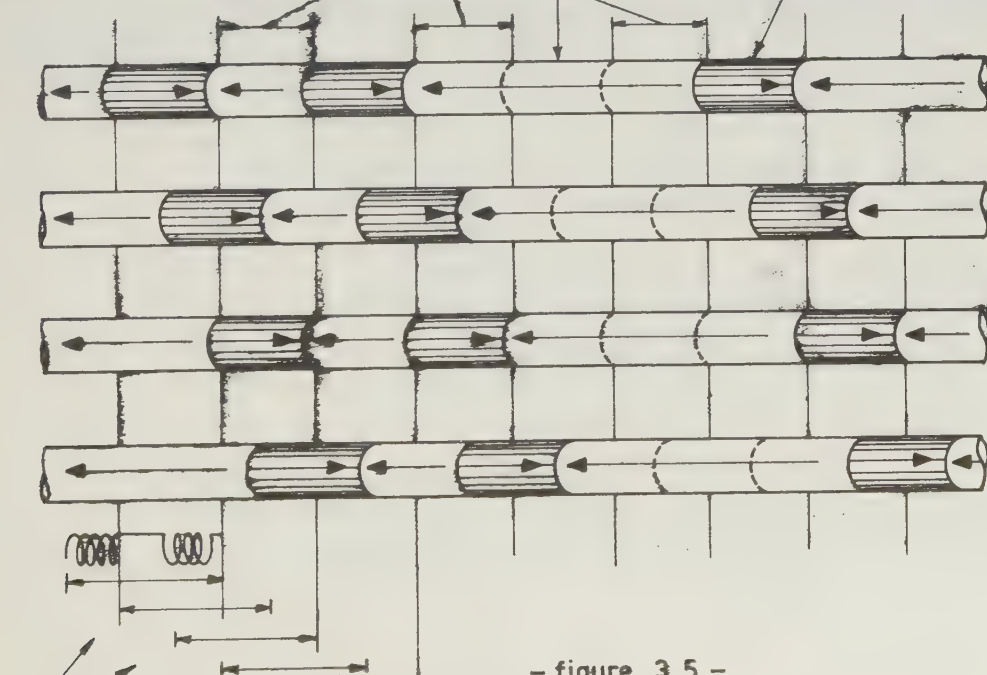
Zones intermédiaires

"0" Binaire

"1" Binaire

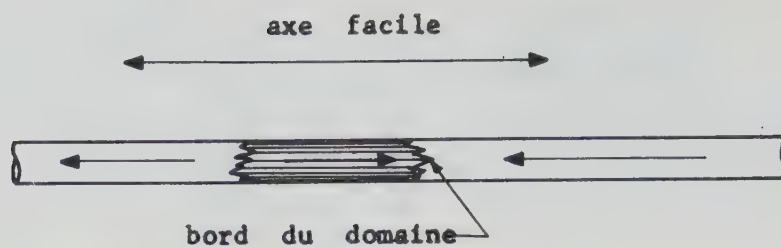
Position des chiffres binaires à la fin de la première impulsion

Position des chiffres déplacés par un "bit"

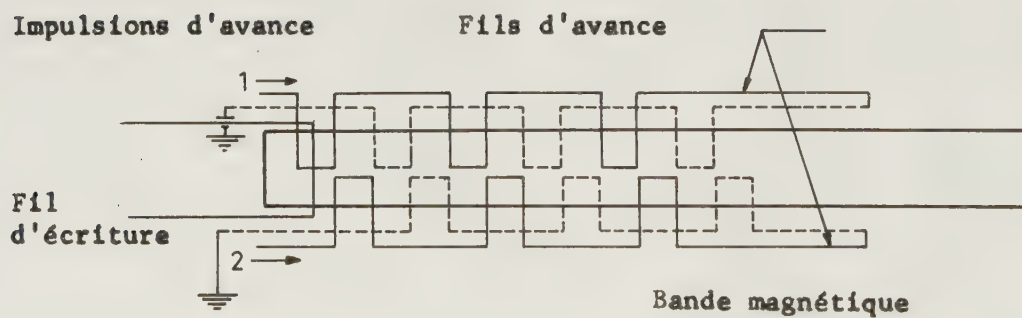
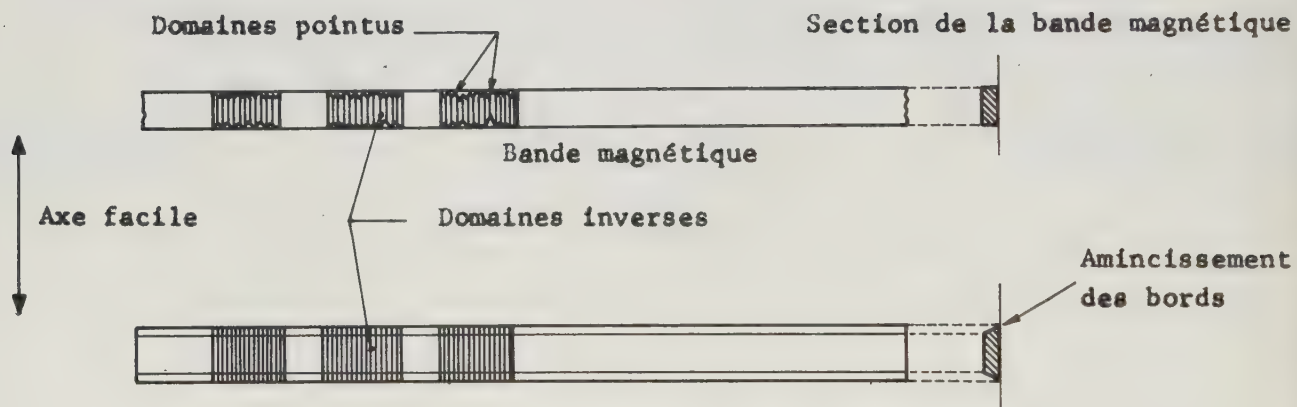


- figure 3.5 -

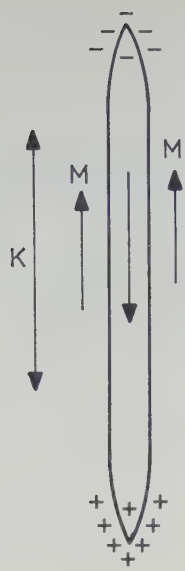
Positions des Solenoides d'avance



- figure 3.6 -



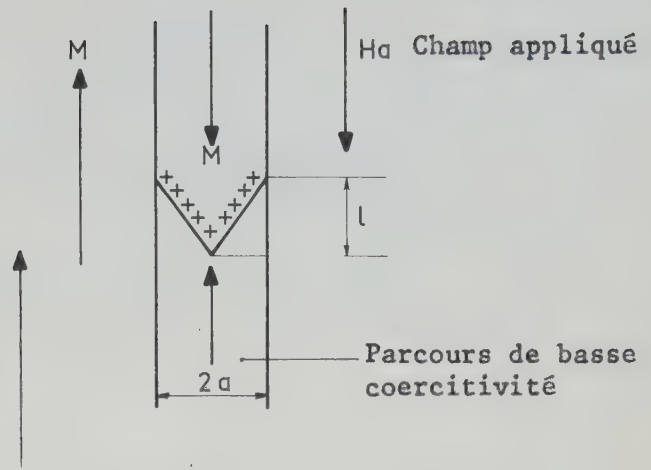
- figure 3.7 -



- figure 4.1 -

"Charges" magnétiques des
longs domaines

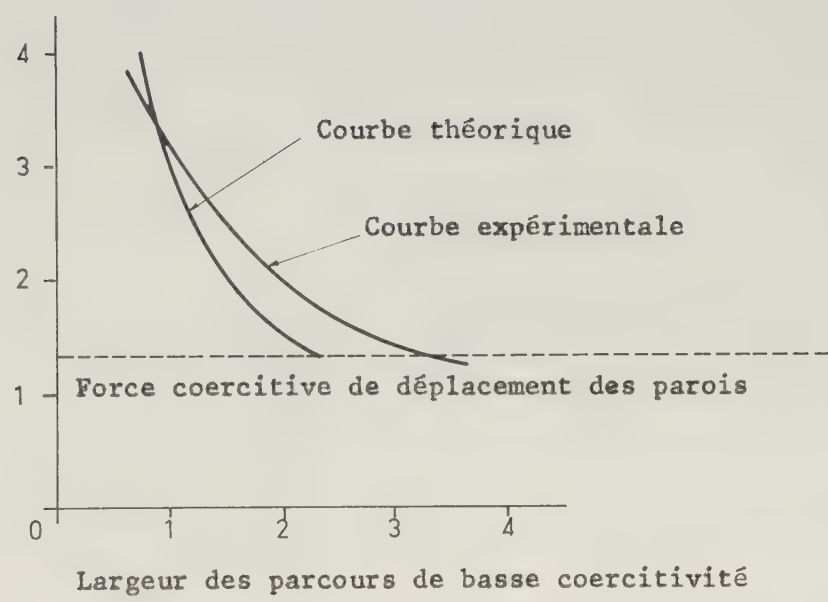
Axe de
facile
aiman-
tation



- figure 4.2 -

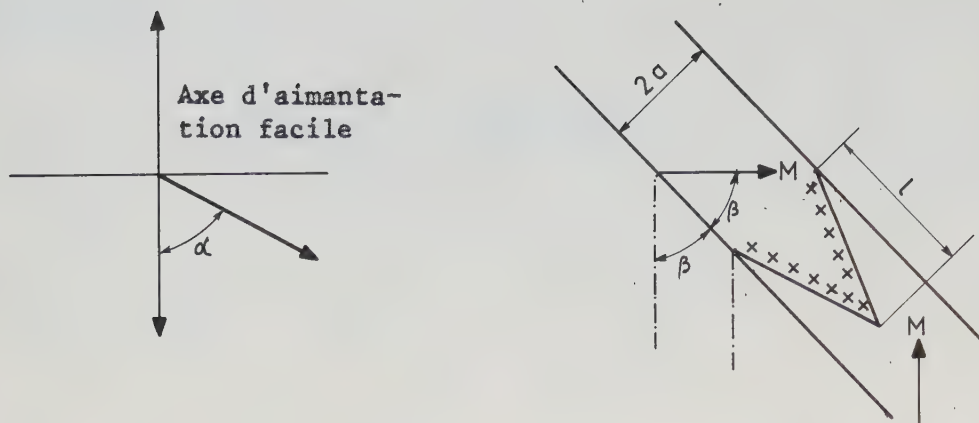
Configuration d'aimantation supposée pour
le calcul de la force coercitive d'une pointe
de domaine

Force coercitive
des pointes de
domaines



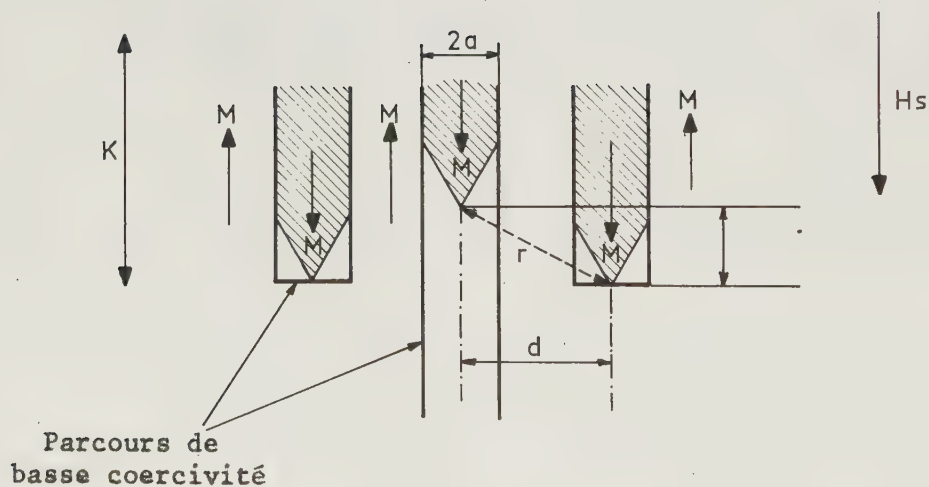
- figure 4.3 -

Force coercitive des pointes de domaines en fonction de la
largeur des parcours de basse coercitivité



- figure 4.4 -

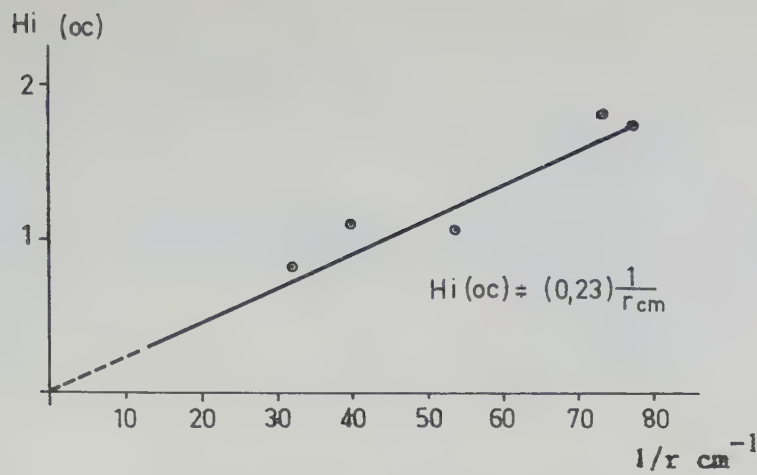
Configuration d'aimantation supposée pour le calcul du modèle pour le déplacement des pointes des domaines



- figure 4.5 -

Configuration des parcours utilisés pour la mesure des forces d'interaction des domaines

1500° Couche Mince
80/17/3
Ni/Fe/Co
Largeur : 0,08mm



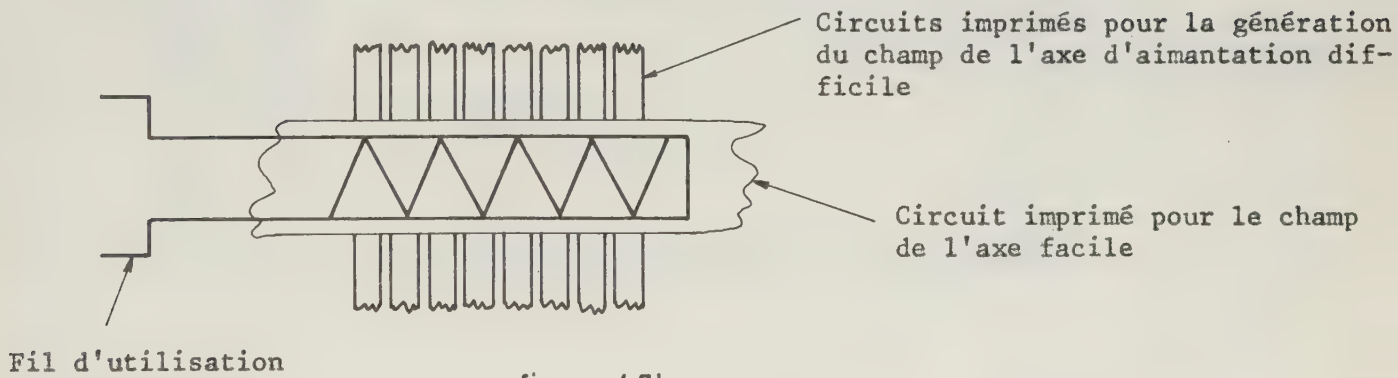
- figure 4.6 -

Champ d'une pointe de domaine en fonction de la distance



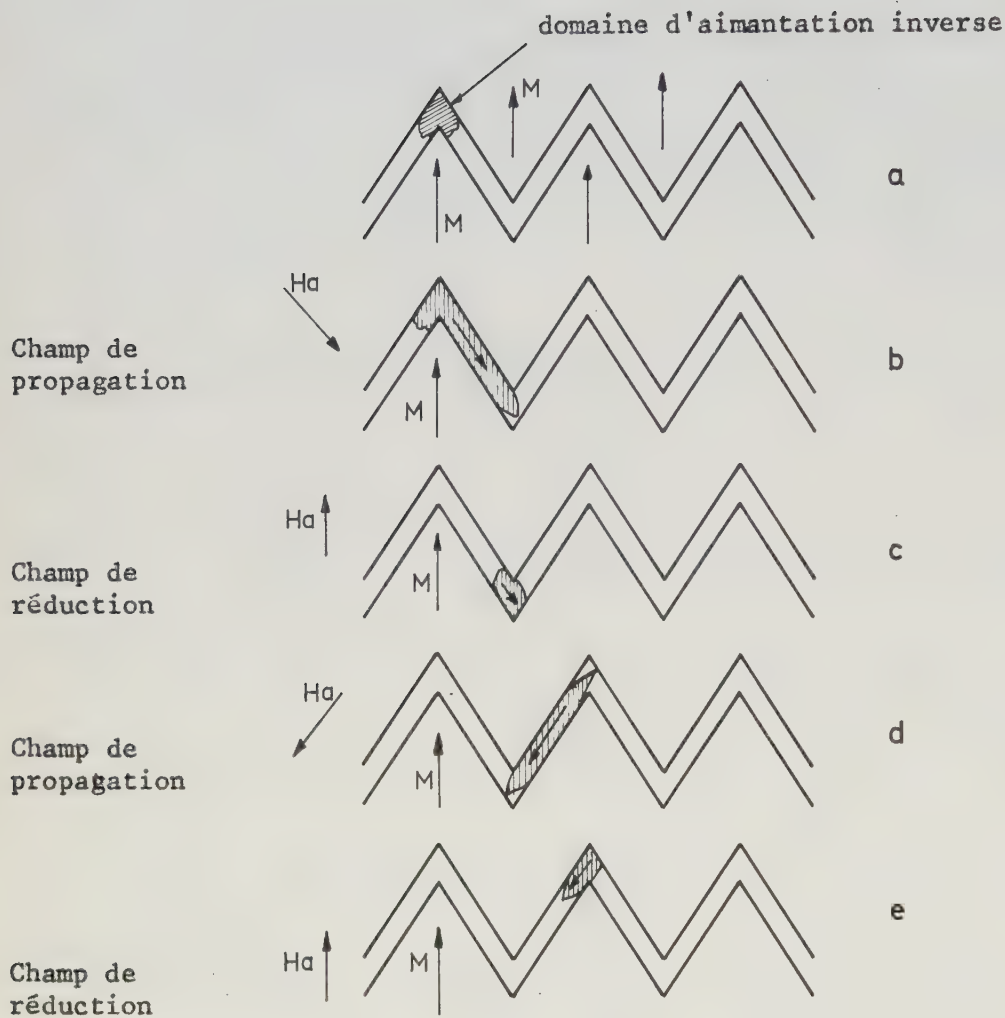
- figure 4.7a -

Configuration des parcours pour un registre à décalage



-figure 4.7b-

Câblage pour les champs de commande du registre

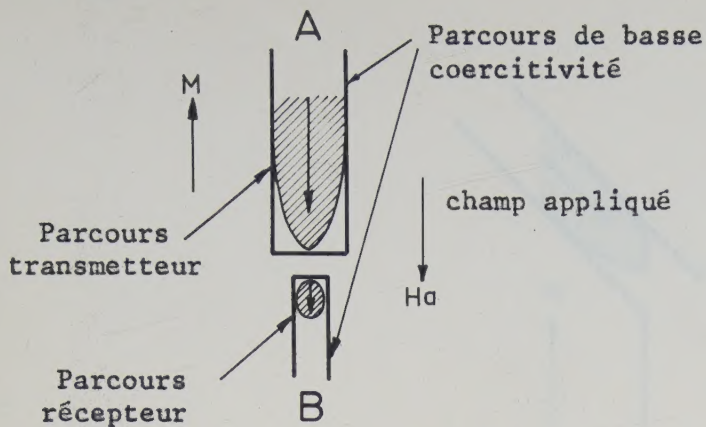


Le vecteur indique l'axe de facile aimantation.

Les vecteurs H_a indiquent les champs appliqués résultants pour chaque opération

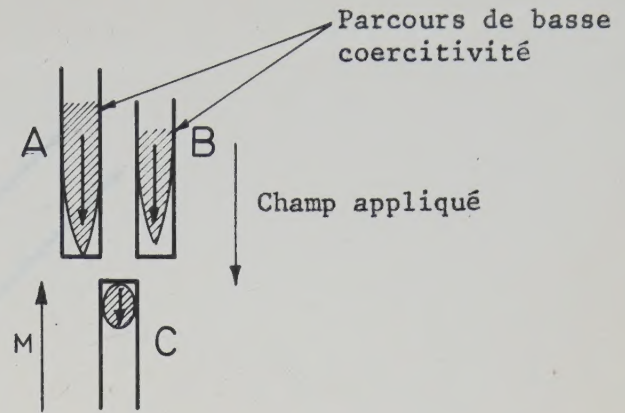
- figure 4.8 -

Propagation d'un domaine d'aimantation inversée (hachuré) dans un registre à décalage LPPD.



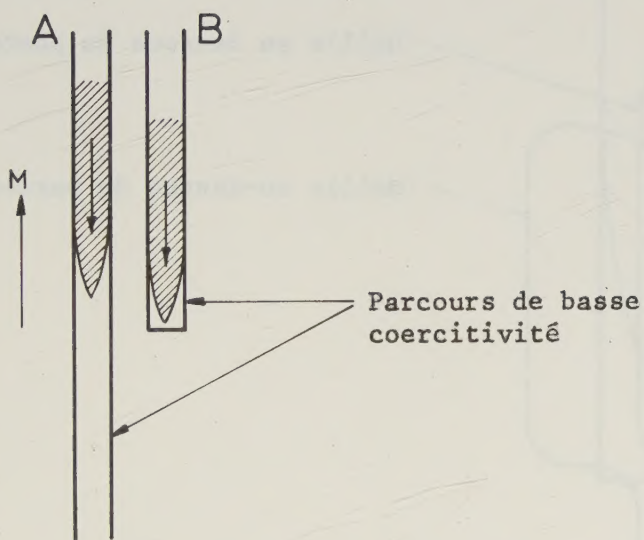
- figure 4.9 -

Noyautage d'un domaine dans un parcours
par un deuxième domaine



- figure 4.10 -

Noyautage conditionnel d'un domaine
par deux autres domaines
Circuit ET



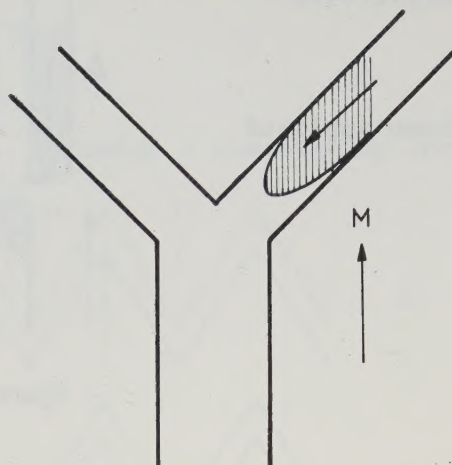
- figure 4.11 -

Blocage de la propagation d'un
domaine par un autre domaine



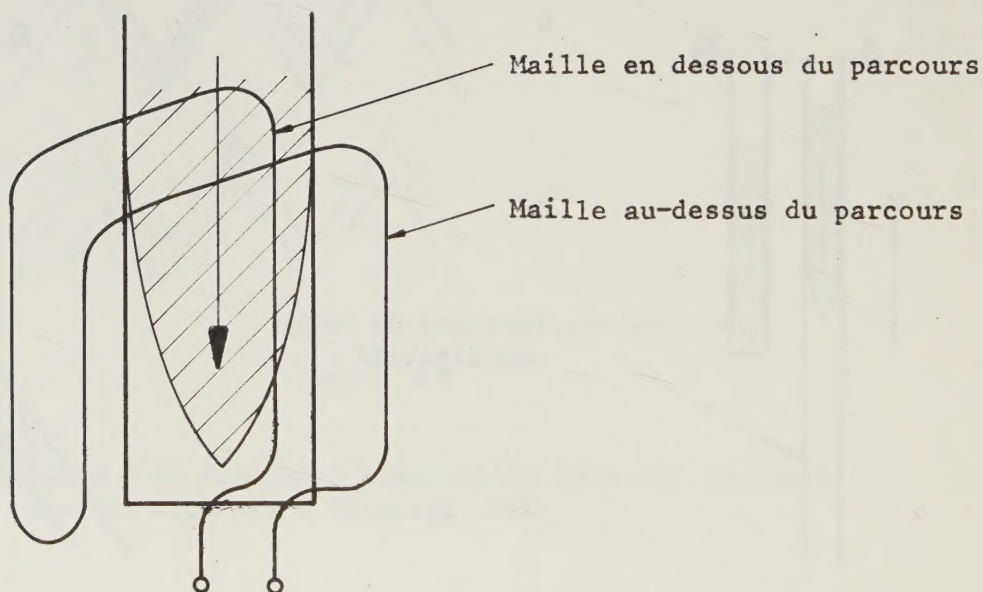
- figure 4.12 -

Déflexion d'un domaine par
un autre domaine



- figure 4.13 -

"Far In" - Circuit On



- figure 4.14 -

Circuit de lecture utilisant deux mailles
pour doubler impulsion de sortie et annuler
bruit dû aux champs de commande

